

**BEITRÄGE ZU REAKTIONSSCHNELLEN UND
HOCHGENAUEN DREHSTROM-POSITIONIER-
SYSTEMEN**

Von der Fakultät Elektrotechnik
der Universität Stuttgart
zur Erlangung der Würde eines
Doktor-Ingenieurs (Dr.-Ing.)
genehmigte Abhandlung

vorgelegt von

Dipl.-Ing. Bernhard Schwarz
geboren in Stuttgart

Hauptberichter: Prof. Dr.-Ing. habil. A. Boehringer
Mitberichter: Prof. Dr.-Ing. G. Kohn
Tag der mündlichen Prüfung: 6. November 1986

Institut für Leistungselektronik und
Anlagentechnik der Universität Stuttgart

Vorwort

Die vorliegende Arbeit entstand während meiner Tätigkeit als wissenschaftlicher Mitarbeiter am Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik der Universität Stuttgart.

Dem Direktor dieses Institutes, Herrn Prof. Dr.-Ing. habil. A. Boehringer, danke ich sehr herzlich für die Anregung zu dieser Arbeit sowie für seine Unterstützung und wertvollen Hinweise.

Herrn Prof. Dr.-Ing. G. Kohn, Direktor des Institutes für Elektrische Nachrichtentechnik, danke ich für die freundliche Übernahme des Mithberichtes.

Ferner gilt mein Dank allen Kollegen am Institut für Leistungselektronik und Anlagentechnik für Hinweise, klärende Gespräche sowie die außerordentlich kameradschaftliche Zusammenarbeit.

INHALTSVERZEICHNIS

Seite

FORMELZEICHEN, INDIZES, ABBÜRZUNGEN

6

1. DIE AUFGABENSTELLUNG

9

2. DER GRUNDÄLTZLICHE LÖSUNGSANSATZ

12

2.1 Die Antriebmaschine

12

2.2 Das leistungselektronische Stellglied

12

2.3 Die Systemführung

13

2.4 Die Meßwerterfassung

13

3. DIE PERMANENTERREGTE SYNCHRONMASCHINE

15

3.1 Prinzipielle Entwurfskriterien

15

3.2 Drehmomentbildung einer permanenterregten

17

Synchronmaschine

17

3.2.1 Auf Speisung mit blockförmigen Strömen

18

3.2.2 Auf Speisung mit sinusförmigen Strömen

20

3.3 Das vereinfachte Ersatzschaltbild der

23

permanenten terregten Synchronmaschine

23

4. DER PULSUMRICHTER

24

4.1 Das gewählte Schaltungsprinzip

24

4.2 Die möglichen Schaltzustände des Puls-
wechselrichters

27

5. AUSFÜHRUNGSFORMEN DES REGELSYSTEMS

30

VON POSITIONIERANTRIEBEN

30

Darstellung der Regelstrecke mit Hilfe
regelungstechnischer Übertragungsglieder

30

Aufbau eines Regelstystems für den
mechanischen Drehwinkel ϵ

32

5.2.1 Lage- und Drehzahlregelkreis

32

5.2.2	Festlegung der Regelgröße für jene Regel- schleife, welche dem Drehzahlregelkreis unterlagert wird sowie Ausführungsformen des zugehörigen Reglers	34
5.2.2.1	Ableitung der Steuerbefehle für den Puls- wechselrichter aus einem Regelkreis für den Querstrom der permanenten Regler	34
5.2.2.2	Ableitung der Steuerbefehle für den Puls- wechselrichter aus einem Regelkreis für die Winkelbeschleunigung des Rotors der permanenten Synchrongenerator	44
5.2.2.3	Grenzen der Funktionsfähigkeit des Regel- kreises für die Winkelbeschleunigung des Rotors	62
5.2.2.4	Anwendbarkeit des Verfahrens zur Ableitung der Steuerbefehle für den Pulswechsel- richter aus einem Beschleunigungsregelkreis	85
6.	DIE MESSWERTERFASSUNG	
6.1	Die Erfassung der Winkelbeschleunigung α des Rotors	89
6.2	Die Erfassung der Winkelgeschwindigkeit ω_m des Rotors	93
6.3	Die Erfassung des mechanischen Drehwinkels ϵ des Rotors	95
6.3.1	Meßsystem für eine stationär und dynamisch hochwertige Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels von seinem vor- gegebenen Sollwert	95
6.3.1.1	Erläuterung der grundsätzlichen Funktions- weise bekannter Lageerfaßsysteme	96
6.3.1.2	Erläuterung der grundsätzlichen Funktions- weise eines neuartigen Lageerfaßsystems	98

6.3.1.3	Vollständiges Meßsystem zur Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels von einem vorgegebenen Sollwert	106
6.3.2	Meßfehler aufgrund der nichtidealen Eigenschaften des Meßwertgebers für den mechanischen Drehwinkel	113
7.	DIE MODELLANLAGE	
7.1	Beschreibung der Modellanlage	120
7.2	Messungen an der Modellanlage	123
8.	ZUSAMMENFASSUNG	
	SCHRIFTTUM	136
	LEBENSLAUF	143

FORMELZEICHEN

Komplexe Größen sind durch einen Querstrich unter den Formelzeichen gekennzeichnet. Raumzeiger sind durch Großbuchstaben, Fouriertransformierte physikalischer Größen durch Kleinbuchstaben und Übertragungsfunktionen durch die Schreibweise \underline{F} (p) kenntlich gemacht.

Arithmetische Mittelwerte, Effektiv- und Gleichwerte werden mit großen Buchstaben, Augenblickswerte mit kleinen Buchstaben beschrieben.

Scheitelwerte sind durch das Zeichen \wedge über dem Formelzeichen gekennzeichnet.

Einige Abkürzungen, die nur an einer Stelle vorkommen und dort erläutert sind, wurden nicht in das Verzeichnis aufgenommen.

B	Induktion
C	Konstante
f	Frequenz
g	Koeffizient
H	magnetische Feldstärke
I	Strom
J	Massenträgheitsmoment
L	Induktivität einer Drossel
M, M	Drehmoment
n	mechanische Drehzahl
p	komplexe Variable des Laplace-Bildbereiches
P	Leistung
R	ohmischer Widerstand
T	Zeitkonstante, Periodendauer
u, U	Spannung
x	Systemgröße allgemein
z_p	Polpaarzahl
α	Drehbeschleunigung
β	ganzzahliges Vielfaches des mechanischen Drehwinkels

<u>INDIZES</u>	
a, b, c	Kennzeichnung der Maschinenstränge und der zugehörigen Wechselrichterzweige
d	Komponente in Richtung der d-Achse der Maschine
el	elektrisch
F	Fehler-
h	höherwertiger Anteil
i	induziert
I	idealisiert
1st	Istwert
k	laufender Index ($k = 1, 2, \dots, 6$)
K	Korrektur-
l	Leitergröße
L	Last-
m	mechanisch
M	vom Permanentmagnet hervorgerufen
min	Minimalwert
max	Maximalwert
n	niederwertiger Anteil
N	Nenngröße
P	Pendel-
q	Komponente in Richtung der q-Achse der Maschine
r	Pendel-
R	Komponente in Richtung der R-Achse der Maschine
Reibungs-	Remanenz
S	Spannungszeiger
soll	Sollwert

1. Die Aufgabenstellung

Numerisch gesteuerte Systemen kommt auf allen Gebieten der Antriebstechnik eine immer größere Bedeutung zu. Dies gilt bei spielsweise dort, wo Prozeßrechner ohne unmittelbare Kontrolle durch Bedienpersonal die Werkzeugmaschinen und Industrieroboter komplexer Fertigungsanlagen steuern und überwachen, oder dort, wo Sende- und Empfangsantennen hochgenau auf Satelliten ausgerichtet werden müssen.

Beschleunigungs- kennzeichnende Größe für ein Ausgangssignal
T Totzeit
W Takt
X Widerstands-
Y Ordnungszahl eines Zählerpolynoms
Z Ordnungszahl eines Nennerpolynoms
a Zwischenkreis-
b kennzeichnende Indices
c kennzeichnende Größe für ein Ausgangssignal
d vom elektrischen Drehwinkel abhängige Größe
e Streu-
f kennzeichnende Indices

Die für die Erzeugung der Vorschubbewegung erforderliche Vorschubkraft F wird von einer Gewindespindel, an welcher das von der Antriebmaschine abgegebene Drehmoment M angreift, auf den Vorschubschlitten übertragen.

Im Hinblick auf die angestrebte hohe Oberflächengüte der gefertigten Werkstücke werden eine hohe Systemruhe und eine möglichst gleichförmige Drehmomentbildung der Antriebmaschine gefordert.

Weiterhin sollen Werkstücke in zunehmendem Maße reproduzierbar und ohne menschliche Eingriffe und Kontrollen gefertigt werden. Diese Forderung ist nur durch Einhaltung einer hohen Positioniergenauigkeit erfüllbar.

Ferner ist sicherzustellen, daß die Taktzeiten zwischen aufeinanderfolgenden Bearbeitungsgängen möglichst gering gehalten werden; daraus resultiert die Forderung nach hohem Beschleunigungsvermögen und nach hohen Verstellgeschwindigkeiten.

Schließlich sollen sich hochwertige Antriebssysteme noch durch

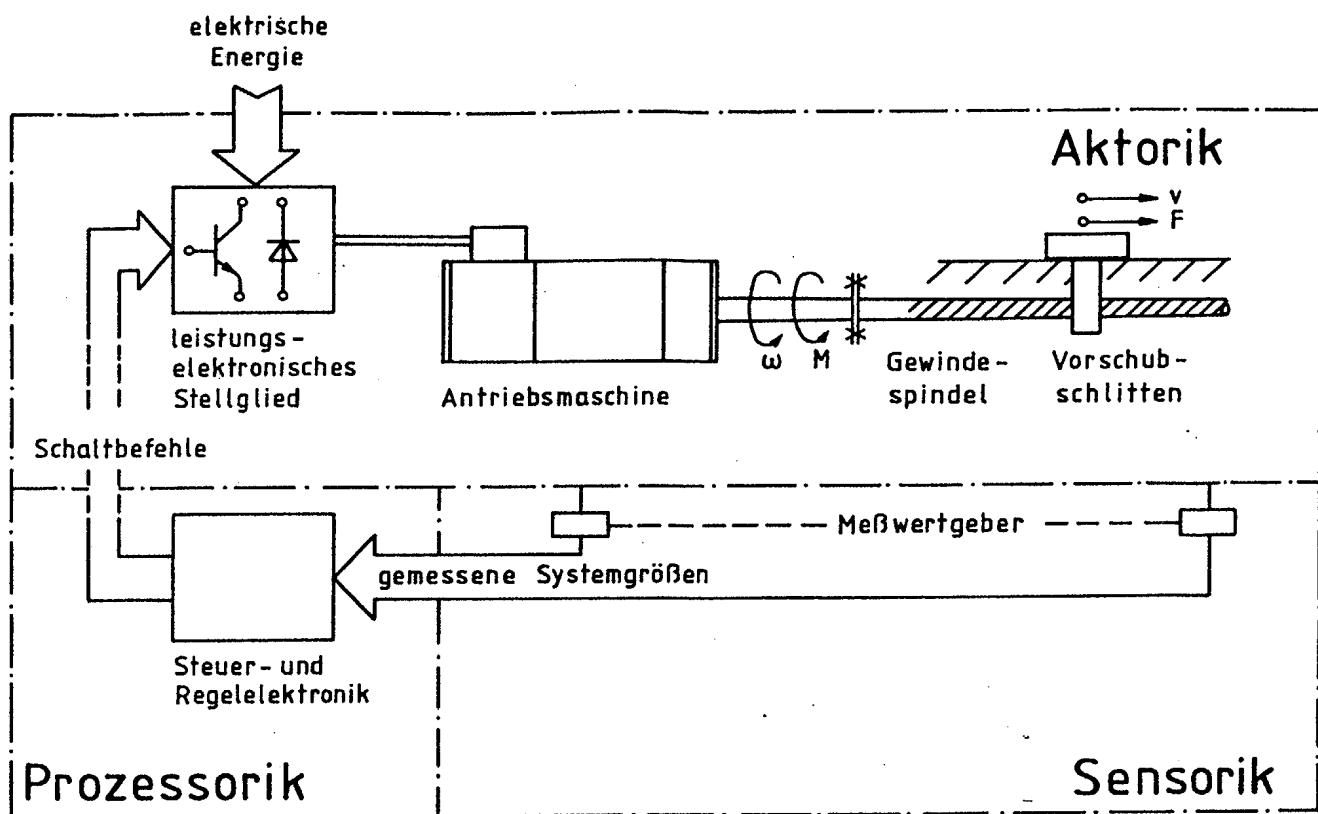


Bild 1.1: Prinzipieller Aufbau eines Vorschubantriebes für Werkzeugmaschinen

einen hohen Wirkungsgrad, ein geringes Bauvolumen und durch weitgehende Wartungsfreiheit auszeichnen.

Durch die jüngsten Fortschritte auf den Gebieten der Leistungselektronik, der Steuer- und Regelelektronik sowie der Meßtechnik sind heute die Voraussetzungen zur Erfüllung aller oben genannten Anforderungen an Positioniersysteme gegeben. Die Realisierung eines solchen, hochwertigen Positioniersystems (mit einem Nenn-drehmoment der Maschine von $M_N = 15 \text{ Nm}$ und einer Nendrehzahl der Maschine von $n_N = 2000 \text{ 1/min}$) ist Gegenstand dieser Arbeit.

2. Der grundsätzliche Lösungsansatz

Vor einer ausführlichen Beschreibung des Aufbaus sowie einer Untersuchung der Eigenschaften des Antriebssystems werden nachstehend geeignete Ausführungsformen der Einzelkomponenten eines hochwertigen Positioniersystems kurz erläutert. Ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit der Aussagen und Ergebnisse der folgenden Abschnitte erfolgt diese Erläuterung anhand des in Bild 1.1 skizzierten Vorschubantriebes für Werkzeugmaschinen. Der Nachweis über die Eignung des im folgenden dargestellten Ansatzes erfolgt anhand der Meßergebnisse in Abschnitt 7.

2.1 Die Antriebsmaschine

Die eingangs genannte Forderung nach weitgehender Wartungsfreiheit ist nur mit Hilfe einer schleifringlosen Drehfeldmaschine erfüllbar. Aufgrund der ebenfalls erhobenen Forderung nach einem möglichst hohen Beschleunigungsvermögen der Antriebsmaschine gelangt in dieser Arbeit eine permanenterregte Synchronmaschine zum Einsatz. Letzteres ist - wie in Kapitel 3.1 dargelegt wird - darin begründet, daß der Rotor einer permanenterregten Synchronmaschine keines Rotorblechpaketes bedarf und daher mit sehr kleinem Massenträgheitsmoment ausgeführt werden kann [4, 5].

2.2 Das Leistungselektronische Stellglied

Die angestrebte hochgenaue und hochdynamische Führung des Drehmomentes der Antriebsmaschine erfordert einen Pulsumrichter, welcher über kurze Reaktionszeiten die Möglichkeit eröffnet, die für die Drehmomentbildung verantwortlichen Maschinenströme ihren Sollwerten nahezu verzögerungsfrei nachzuführen.

Zur Lösung der anstehenden Aufgabe wird ein Transistor-Pulswechselrichter herangezogen, welcher über einen Gleichspannungs-Zwischenkreis und einen ungesteuerten Eingangsgleichrichter direkt aus dem 380 V-Drehstromnetz gespeist wird [6, 7]. Die Regelung der Ausgangsströme dieses Pulsumrichters erfolgt nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandsänderung. Die mittlere Totzeit zwischen der Vorgabe eines neuen Schaltzustandes und dessen Einstellung beträgt nur 5 μ s und übt, wie in Abschnitt 7 nachgewie-

sen wird, keinen Einfluß auf die erreichbare Systemruhe aus. Im Hinblick auf ein hohes Beschleunigungsvermögen des Antriebes ist der Pulsumrichter so dimensioniert, daß dieser der Synchronmaschine Ströme in Höhe des 4-fachen Wertes ihres Nennstromes einzuprägen vermag.

2.3 Die Systemführung

Durch Kombination der beiden oben genannten Komponenten sind auf Seiten der Aktorik, welche die Ausführung der Befehle einer Steuer- oder Regelelektronik wahrnimmt, alle Voraussetzungen für die Realisierung eines hochdynamischen Antriebssystems gegeben. Gleichzeitig besteht jedoch aufgrund der sehr kurzen Anregelzeiten für die Drehbeschleunigung, die Winkelgeschwindigkeit sowie den Drehwinkel der Maschine die Gefahr einer hohen Systemunruhe im drehzahl- oder lagegeregelten Betrieb.

Dieser Gefahr kann dadurch begegnet werden, daß im Regler möglichst viele Zustandsgrößen des Systems Einfluß nehmen [8]. Eine besonders hohe Systemruhe ist dann zu erwarten, wenn es gelingt, in einem dem Drehzahl- oder Lagersteller unterlagerten Regelkreis die Beschleunigung des Antriebes zu regeln. Dies gilt insbesondere dann, wenn in neuartiger Weise die Schaltzustände des Pulsumrichters direkt aus diesem Beschleunigungsregelkreis und nicht aus zusätzlichen, unterlagerten Stromregelkreisen abgeleitet werden.

2.4 Die Meßwerterfassung

Die Güte des Positionierantriebes hinsichtlich von Positioniergenauigkeit und Systemruhe wird nicht zuletzt durch die Qualität der verwendeten Meßsysteme für die Zustandsgrößen der Regelstrecke bestimmt. In besonderem Maße gilt dies für das Lagegräfssystem.

Einseitig sollte der Meßwert für die Lage dem Istwert derselben nahezu verzögerungsfrei folgen. Andererseits sollte das Meßsignal möglichst frei von Wechselanteilen sein. Meßverfahren, welche ein frequenz- oder amplitude-modulierte Meßsignal erzeugen, scheinen daher für die gestellte Aufgabe nur bedingt geeignet zu sein. Weiterhin sollte das Meßsignal im gesamten Meßbereich keinerlei Unstetigkeitsstellen aufweisen. Schließlich sollte das verwendete Meßverfahren unempfindlich sein gegen Störgrößen, insbesondere gegen Änderungen der Speisespannungen und -ströme sowie gegen Änderungen der Temperatur des Geberystems.

Die Summe dieser Anforderungen legt die Neuentwicklung eines geeigneten Lägeerfaßsystems nahe.

Zur Stabilisierung des Lageregelkreises sowie zur Erhöhung der Ruhe derselben ist es angebracht, dem Regler neben einer Information über die Wellenstellung auch eine solche über die Winkelgeschwindigkeit und Winkelbeschleunigung des Rotors der Maschine zuzuführen. Durch den Einsatz eines Sensors für die Winkelbeschleunigung des Rotors wird neben dem Aufbau eines Beschleunigungsregelkreises auch der Aufbau eines Teilstreckenbeobachters für die Winkelgeschwindigkeit ermöglicht. Auf eine Differenzierung des Lagesignals oder den Einsatz eines zusätzlichen Gebers für die Winkelgeschwindigkeit kann daher verzichtet werden.

Eine mögliche Ausführungssform einer diesen Bedingungen gehorgenden Maschine ist in Bild 3.1 schematisch dargestellt.

Infolge eines großen wirksamen Luftspaltes δ_0 können Sättigungserscheinungen weitgehend vernachlässigt werden. Daran ändert sich auch dann nichts, wenn auf der Rotoroberfläche Permanentmagnete aufgebracht werden, welche eine relative Permeabilität von $\mu_r \approx 1$ aufweisen. Um sicherzustellen, daß die Magnete durch die Ankergegendurchflutung nicht irreversibel entmagnetisiert werden, müssen diese eine hohe Koerzitivfeldstärke H_c sowie im gesamten Arbeitsbereich eine lineare Magnetisierungskennlinie $B = f(H)$ aufweisen. Diese Forderungen werden von Selten-Erd-Kobalt-Magneten (relative Permeabilität $\mu_r = 1,1$; Koerzitivfeldstärke $H_c = 660 \frac{kA}{m}$; Remanenzinduktion $B_r = 0,9 \text{ T}$) in hervorragender Weise erfüllt. Aufgrund dieser Eigenschaften des Magnetmaterials sowie seines hohen Energieprodukts $(B \cdot H)_{\max} = 160 \frac{kJ}{m^3}$ lässt sich damit

3. Die permanenterregte Synchronmaschine

Der Entwurf, der Aufbau sowie die Untersuchung der Eigenschaften permanenterregter Synchronmaschinen für Servoantriebe war in der Vergangenheit Gegenstand umfangreicher Arbeiten [5, 9, 10].

Im folgenden ist eine kurze Darstellung der dort beschriebenen grundlegenden Eigenschaften der Maschine angegeben, soweit die Kenntnis derselben für das Verständnis der anschließenden Abschnitte nützlich ist.

3.1 Prinzipielle Entwurfskriterien

Die Ausführung der Maschine mit Trommelläufer bietet bei sehr schlanker, langer Bauform des Rotors die besten Voraussetzungen für eine Minimierung des Massenträgheitsmomentes. Durch konstruktive Maßnahmen kann sichergestellt werden, daß die Maschine auch bei hoher Überlastung keine erheblichen Sättigungsscheinungen aufweist und somit auch im Überlastbereich eine hohe Drehmomentausbeute ermöglicht; unter Drehmomentausbeute sei hier das Verhältnis zwischen dem abgegebenen Drehmoment und der Amplitude des zugehörigen Ankerstromes verstanden.

Eine mögliche Ausführungssform einer diesen Bedingungen gehorgenden Maschine ist in Bild 3.1 schematisch dargestellt.

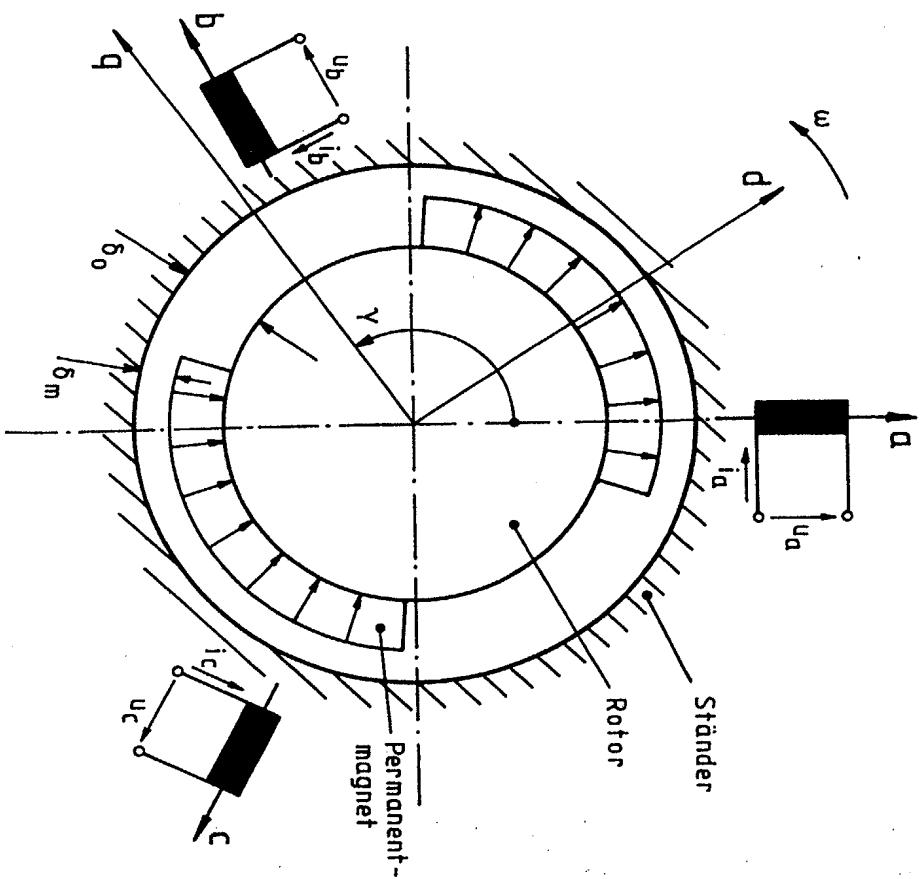


Bild 3.1: Prinzipieller Aufbau einer für den Einsatz als Servomotor geeigneten, permanenterregten Synchronmaschine im Vergleich zu anderen Magnetmaterialien die Magnetmasse und damit auch das Massenträgheitsmoment der Maschine minimieren. Aus diesen Gründen wurden bei der ausgeführten Maschine Seltenerd-Magnete eingesetzt.

Die durch die Nutzung des Ständerblechpaketes bedingten pulsations des Luftspaltfeldes können infolge des großen wirksamen Luftspaltes δ_0 auf der Oberfläche des Eisens des Rotors vernachlässigt werden. Weiterhin ist das resultierende Luftspaltfeld der Maschine im stationären Betrieb bezüglich eines rotorenfesten Koordinatensystems nach Amplitude und Lage konstant. Infolgedessen treten im Rotor keine Eisenverluste auf. Die Magnete können demnach unter Verzicht auf ein Rotorblechpaket direkt auf eine ferromagnetische Welle aufgebracht werden.

3.2 Drehmomentbildung einer permanenterregten Synchronmaschine

Für eine Darstellung der permanenterregten Synchronmaschine als Teil der Regelstrecke ist der prinzipielle Zusammenhang zwischen den Klemmengrößen und dem Drehmoment der Maschine zu untersuchen. Zur Beschreibung des Modells der Maschine werden folgende Voraussetzungen getroffen:

- Im Ständer befinden sich drei identische Wicklungen, deren Achsen a, b und c jeweils um $\frac{120^\circ}{z_p}$ gegeneinander versetzt sind; hierin ist z_p die Polpaarzahl der Maschine. Die Achse a dient später als reelle Bezugsachse für ein ständerfestes Koordinatensystem.
- Der Einfluß des Ankerfeldes auf das Luftspaltfeld ist vernachlässigbar klein.
- Die durch die Nutzung des Ständers hervorgerufenen Oberwellen des Luftspaltfeldes werden nicht berücksichtigt.
- Die Maschine enthält keine Dämpferkreise; eine getrennte Be trachtung des stationären sowie des subtransienten Verhaltens ist daher nicht erforderlich.
- Der Streufluß einer Wicklung ist mit keiner anderen Wicklung verkettet.
- Sättigungs- und Hystereserscheinungen werden vernachlässigt.
- Reibungs- und Wirbelstromverluste sind vernachlässigbar klein.

Neben derartigen permanenten-terregten Synchronmaschinen, welche in konventioneller Weise für eine Speisung mit sinusförmigen Strömen konzipiert sind, wurden in letzter Zeit auch Ausführungen solcher Maschinen vorgestellt, welche - im Hinblick auf eine vereinfachte Führung derselben - auf eine Speisung mit abschnittsweise konstanten Strömen ausgelegt sind [10, 11, 12].

3.2.1 Auf Speisung mit blockförmigen Strömen ausgelegte Maschine

Der Grundgedanke dieser Maschinenauslegung besteht darin, über konstante Abschnitte des Drehwinkels jeweils zwei Leiter einer Maschine mit konstanten Strömen gleicher Amplitude, jedoch unterschiedlicher Polarität zu speisen. Zur Erzeugung eines über dem Drehwinkel konstanten Drehmomentes ist es - konstante Winkelgeschwindigkeit vorausgesetzt - dann erforderlich, daß die Spannung zwischen jenen Klemmen, über welche die Maschine momentan gespeist wird, in diesem gesamten Abschnitt einen konstanten Wert annimmt.

Bild 3.2 a zeigt die verketteten Spannungen einer für diese Betriebsweise ausgelegten, idealen Maschine bei konstanter Änderungsgeschwindigkeit des Drehwinkels ε . Wird diese Maschine mit Strömen gemäß Bild 3.2 b gespeist, so nimmt sie die konstante Leistung

$$P = \Phi_1 \cdot f \quad (3.1)$$

auf. Unter Vernachlässigung aller Maschinenverluste tritt somit an der Welle ein konstantes Drehmoment auf.

In der Praxis treten jedoch bei einer Veränderung des Drehwinkels erhebliche Pendelmomente, d. h. Abweichungen des Drehmomentes von seinem Mittelwert auf.

Die Entstehung dieser Pendelmomente ist zum einen in Abweichungen der induzierten Spannungen der Maschine von den in Bild 3.2 a

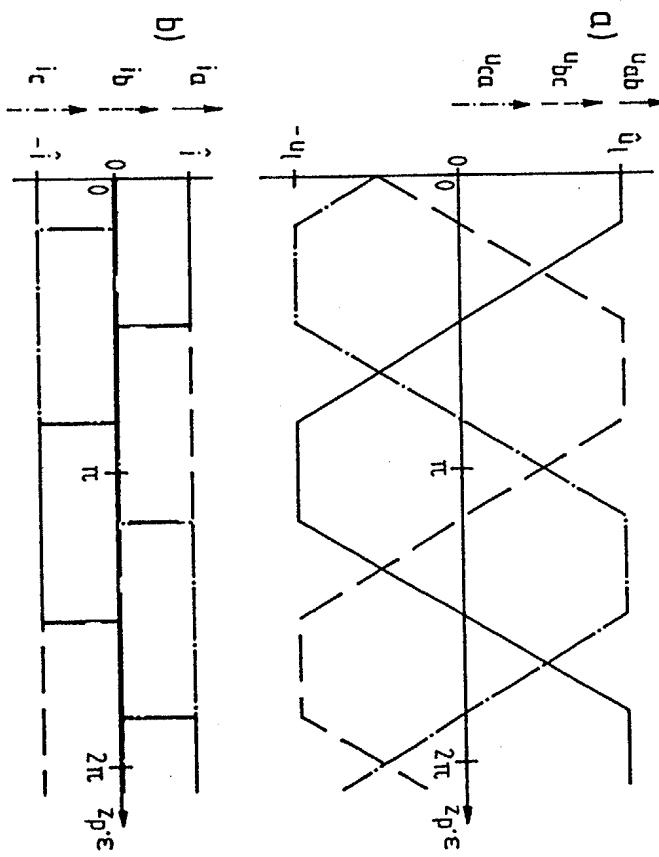


Bild 3.2: a) Verlauf der verketteten Spannungen
b) Verlauf der zugehörigen Strangströme einer auf
Speisung mit blockförmigen Strömen ausgelegten,
idealnen Maschine bei konstanter Änderungsgeschwindigkeit des mechanischen Drehwinkels ε .

dargestellten Verläufen begründet. In Bild 3.3 ist das Drehmoment einer derartigen, 6-poligen, industriell gefertigten Maschine mit Selten-Erd-Magnet-Erregung über einer Umdrehung ihres Rotors dargestellt. Die genannten Pendelmomente weisen danach beachtliche Werte auf. Weiterhin sind in Bild 3.3 die zugehörigen eingeprägten Maschinenströme wiedergegeben. Die Messung des Drehmoments erfolgte über eine Drehmomentmeßwelle; die Rotorlage wurde dazu über einen Getriebemotor mit einer Änderungsgeschwindigkeit von $2 \cdot \pi \text{ rad min}^{-1}$ variiert.

Eine weitere Ursache für die Entstehung von Pendelmomenten liegt in den Kommutierungsvorgängen der Maschinenströme. Die unver-

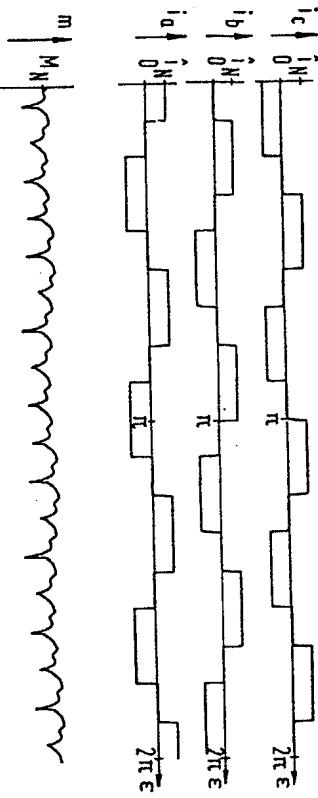


Bild 3.3: Gemessener Verlauf der Maschinenströme i_a , i_b und i_c sowie des zugehörigen Drehmoments m_t einer auf Speisung mit blockförmigen Strömen ausgelegten, permanenterregten Synchrongenerator; stromgeregelter Betrieb bei Vorgabe des Nennstromes der Maschine.

meidlichen Streuinduktivitäten der Maschine lassen die ange strebten, schlagartigen Kommutierungen der Strangströme nämlich grundsätzlich nicht zu. Wie in [12] dargelegt ist, ergeben sich infolgedessen mit zunehmender Drehzahl immer stärkere Drehmoment einbrüche, welche das mittlere Drehmoment der Maschine drastisch reduzieren.

Insgesamt erscheint daher diese Ausführungsform permanenterregter Synchrongeneratoren für den Einsatz in hochwertigen Positioniersystemen weniger geeignet.

3.2.2 Auf Speisung mit sinusförmigen Strömen ausgelegte Maschine
Die Ermittlung des Drehmomentes kann in anschaulicher Weise mit

Hilfe von Raumzeigern vorgenommen werden. Eine besonders einfache Beziehung für das Drehmoment ergibt sich bei Beschreibung desselben in einem rotorfesten Koordinatensystem, dessen reelle Achse (d -Achse) mit der Symmetriechse des Erregerfeldes zusammenfällt (vgl. Bild 3.1). Unter den eingeschalteten Voreinstellungen ergeben sich nach [13, 14] die Augenblickswerte des Drehmomentes m_t dann aus den Längs- (Index d) und Quer- (Index q) Komponenten der Raumzeiger der Flußverkettung Ψ und des Stromes I zu

$$m_t = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot (\psi_d \cdot i_q - \psi_q \cdot i_d). \quad (3.2)$$

Ist ψ_M jener Anteil der Flußverkettung, welcher von den Permanentmagneten herrührt, so gilt für die Längs- und Querkomponenten der Flußverkettung insgesamt:

$$\psi_d = L \cdot i_d + \psi_M \quad \text{sowie} \quad (3.3)$$

$$\psi_q = L \cdot i_q \quad . \quad (3.4)$$

L stellt hierin die Streuinduktivität einer Zweiachsen-Maschine dar, welche aus Symmetriegründen in Längs- und Querrichtung den gleichen Wert aufweist.

Durch Einsetzen der Gl. (3.3) und (3.4) in Gl. (3.2) kann unmittelbar nachgewiesen werden, daß ein vorgegebener Strom I dann das maximal mögliche Drehmoment hervorruft, wenn dieser streng in Richtung der q -Achse der Maschine geführt wird. Da in diesem Fall die Amplitude des Stromes I direkt proportional zum abgegebenen Drehmoment ist, ergeben sich auch sehr gute Voraussetzungen für eine einfache Regelungstechnische Beschreibung der Maschine. Diese Betriebsweise des Motors wird für die folgenden Untersuchungen zugrundegelegt.

Legt man, wie in Bild 3.1 geschehen, die Achse der Ständerwicklung a als Bezugsachse für den elektrischen Drehwinkel γ fest, so erhält man den Zusammenhang zwischen dem Drehmoment m_t und

den für die Führung der Maschine erforderlichen Augenblickswerten der Maschinenströme zu

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \cos(\gamma - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\gamma - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdot m_t, \quad \text{mit} \quad (3.5)$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \psi_M. \quad (3.6)$$

Bei Speisung der Maschine mit einem symmetrischen Drehstromsystem gibt diese unter den eingangs getroffenen Voraussetzungen ein über dem mechanischen Drehwinkel ϵ konstantes Drehmoment ab.

In der Praxis stellen sich jedoch auch hier aufgrund der nicht-idealen Eigenschaften der Maschine, insbesondere aufgrund von Nutungsoberwellen des Luftpaltfeldes, Pendelmomente ein [15, 16].

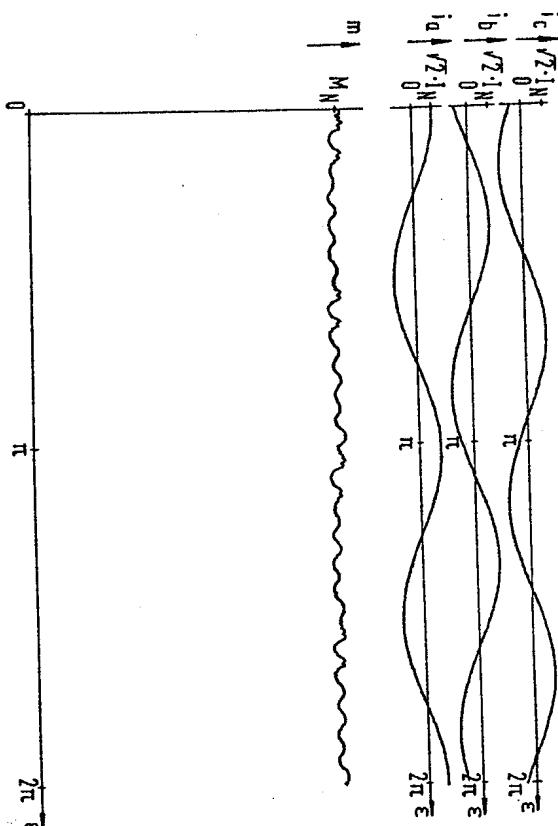


Bild 3.4: Gemessener Verlauf der Maschinenströme i_a , i_b und i_c

sowie des zugehörigen Drehmomentes m der auf Speisung mit sinusförmigen Strömen ausgelegten, permanenterregten Synchromaschine des Versuchsantriebes; stromgeregelter Betrieb bei Vorgabe des Nennstroms der Maschine.

Diese sind in Bild 3.4, in welchem das Drehmoment sowie die zugehörigen Leiterströme der den folgenden Untersuchungen zugrundeliegenden Maschine über einer Umdrehung ihres Rotors dargestellt sind, als Momentenwelligkeit sichtbar. Werden sehr hohe Anforderungen an einen Positionierantrieb gestellt, so bedarf es geeigneter Maßnahmen auf Seiten der Regelungstechnik, um die Auswirkungen dieser Pendelmomente zu kompensieren.

3.3 Das vereinfachte Ersatzschaltbild der permanenterregten Synchronmaschine

Bei Drehung des Rotors wird infolge der durch die Permanentmagnetene hervorgerufenen Flußverkettung ψ_M im Ständer ein symmetrisches Drehspannungssystem induziert, dessen Zeiger in Richtung der Querachse der Maschine weist. Unter den eingangs getroffenen Voraussetzungen kann das elektrische Verhalten einer permanenterregten Synchronmaschine sowohl für Vorgänge im stationären als auch im subtransienten Bereich - welcher bei Umrüchterspeisung einer besonderen Beachtung bedarf [17, 18] - durch diese indizierte Spannung, die Widerstände R_1 sowie die Streuinduktivitäten L_0 der Ständerwicklung vollständig beschrieben werden.

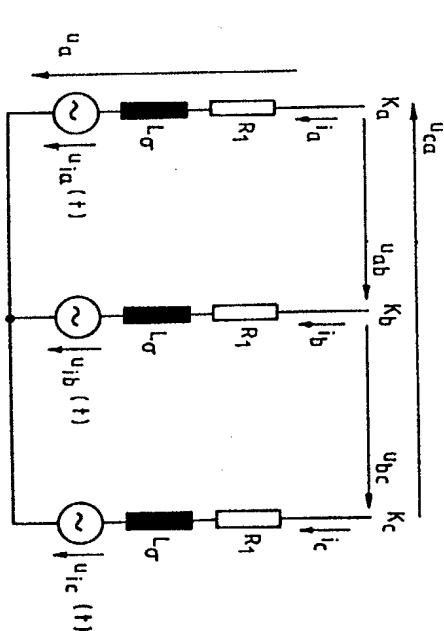


Bild 3.5: Vereinfachtes Ersatzschaltbild einer permanenterregten Synchronmaschine für Vorgänge im stationären sowie im subtransienten Bereich.

Das vereinfachte Ersatzschaltbild dieser Anordnung ist in Bild 3.5 wiedergegeben. Unter den eingangs getroffenen Voraussetzungen stimmt die Streuinduktivität L_0 der Ständerwicklungen mit der Induktivität L der Gln. (3.3) und (3.4) überein. Die induzierten Spannungen ergeben sich zu

$$\begin{pmatrix} u_{1a}(t) \\ u_{1b}(t) \\ u_{1c}(t) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \gamma \\ \cos(\gamma - \frac{2}{3} \cdot \pi) \\ \cos(\gamma - \frac{4}{3} \cdot \pi) \end{pmatrix} \cdot \psi_M \cdot 2 \cdot \pi \cdot z_p \cdot n, \quad (3.7)$$

wenn n die Drehzahl der Maschine darstellt. Der resultierende Raumzeiger dieser Spannungen ist immer in Richtung der q -Achse der Maschine und somit parallel zur drehmomentbildenden Komponente des Ständerstromes gerichtet.

4. Der Pulsumrichter

Eine hohe Qualität der Positioniereigenschaften des Antriebssystems ist nur dann zu erwarten, wenn die durch die Taktung der Ventile des Pulsumrichters hervorgerufenen Pendelmomente keine meßbare Auslenkung des Rotors bewirken. Durch die jüngsten Entwicklungen auf dem Gebiet der Leistungselektronik stehen heute Geräte zur Verfügung, welche eine nahezu ideale Lösung der gestellten Aufgabe gestatten [2, 6, 7, 9, 19].

4.1 Das gewählte Schaltungsprinzip

Die Speisung der Antriebmaschine erfolgt über einen Transistor-Pulswechselrichter, welcher aus einem Gleichspannungs-Zwischenkreis gespeist wird (Bild 4.1).

Für die analytische Behandlung des Pulswechselrichters seien folgende vereinfachenden Voraussetzungen getroffen:

- Die Spannung U_Z des Gleichspannungszwischenkreises ist starr.
- Die Schaltzeiten der Leistungstransistoren sind vernachlässigbar klein. Ihr Einfluß auf das dynamische Verhalten der Regelstrecke kann daher außer Acht gelassen werden.
- Die Durchlaßspannungen aller Leistungshalbleiter werden vernachlässigt. Die Ausgangsklemmen K_a , K_b und K_c des Pulswechselrichters befinden sich somit nach der Ausführung von Schaltvorgängen immer auf dem gleichen Potential wie die positive oder negative Schiene des Gleichspannungs-Zwischenkreises.

Durch den Einsatz neuartiger Ansteuer- und Entlastungsnetzwerke [20, 21, 22, 23] kann die Zwischenkreisspannung U_Z des Gleichspannungs-Zwischenkreises so hoch gewählt werden, daß dieser ohne Zwischenschaltung eines Transformators aus dem direkt gleichgerichteten 380 V-Drehstromnetz gespeist werden kann. Da durch den Einsatz dieser Netzwerke praktisch keine Schaltverluste in den Leistungstransistoren hervorgerufen werden, ist ein Betrieb derselben mit sehr hohen Schaltfrequenzen möglich, ohne daß hierdurch eine Minderung des Wirkungsgrades des Umrichters hervorgerufen wird [24].

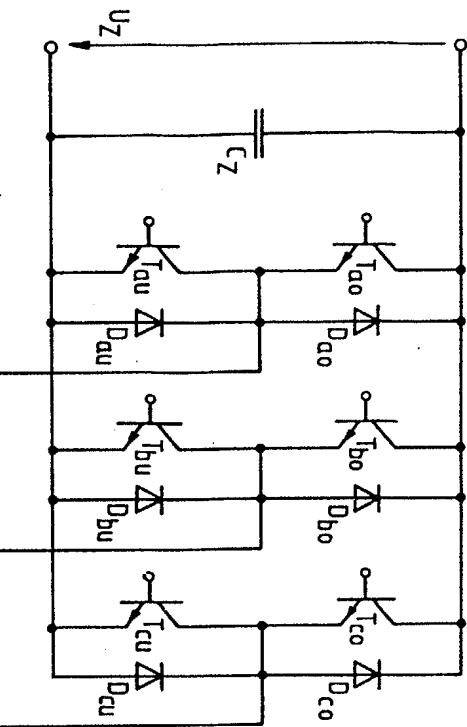


Bild 4.1: Prinzipschaltbild des verwendeten Transistor-Pulswechselrichters

Die Taktung des Pulsumrichters erfolgt nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung mit einer Taktfrequenz f_T von 100 kHz [2, 6, 7]. Die grundsätzliche Funktion dieses Steuerverfahrens sei anhand des in Bild 4.2 dargestellten Regelkreises für die Zustandsgröße x eines Gleichstromverbrauchers kurz erläutert: Über einen Komparator wird das Vorzeichen der Regelabweichung ($x_{\text{soll}} - x_{\text{ist}}$) erfaßt und zu diskreten Zeitpunkten in einen Speicherbaustein übernommen. Entsprechend dem Ausgangssignal dieses Speicherbausteins wird über eine Treiberstufe der Leistungstransistor ein- oder ausgeschaltet.

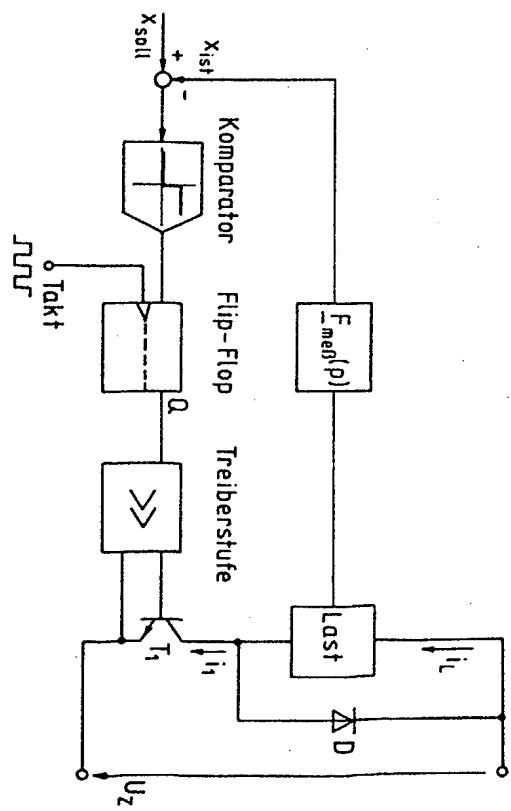


Bild 4.2: Prinzipieller Aufbau eines Regelkreises nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung.

Neben anderen Vorteilen gegenüber sonstigen Steuerverfahren [6, 25] sind bei der vorliegenden Problemstellung insbesondere folgende Eigenschaften des in der geschilderten Weise gesteuerten Pulswechselrichters von Interesse

- Die mittlere Totzeit zwischen der Vorgabe eines Schaltbefehls und dessen Ausführung beträgt nur 5 μs . Dies trägt einerseits der Forderung nach einer hohen Reaktionsgeschwindigkeit des Steuergliedes Rechnung und führt andererseits dazu, daß diese Totzeit bei der regelungstechnischen Beschreibung der Strecke gegenüber den übrigen Streckenzeitzkonstanten vernachlässigt werden kann.
- Infolge der hohen Taktfrequenz können die durch die Welligkeit der Maschinenströme hervorgerufenen Drehmomentpulsationen und Zusatzverluste der Maschine vernachlässigt werden.
- Zwischen zwei zeitlich aufeinanderfolgenden Schaltvorgängen eines Transistors verstreicht eine Zeit von mindestens 10 μs . Infolgedessen ist die Einhaltung der für einen sicheren Betrieb der Leistungstransistoren erforderlichen minimalen Ein- und Ausschaltzeiten [6] grundsätzlich sichergestellt.

Bei geeigneter Ausführung des Meßgliedes ist nicht nur die Realisierung eines sehr einfachen Stromregelkreises möglich. Vielmehr können die Schaltzustände des Steiggliedes ohne Erfassung des Laststromes beispielsweise direkt aus dem Vorzeichen der Differenz zwischen dem Sollwert x und dem Meßwert x einer Verbraucherspannung [6], einer mechanischen Zugkraft [26] oder Beschleunigung [27] abgeleitet werden.

In Abschnitt 5 dieser Arbeit wird dargelegt, wie sich auch bei der hier gestellten Aufgabe durch Wahl einer geeigneten Zustandsgröße x der Regelstrecke eine sehr vorteilhafte Ausführungsform des innersten Regelkreises ergibt.

4.2 Die möglichen Schaltzustände des Pulswechselrichters

Über die Ansteuerung der Leistungstransistoren eines jeden Wechselrichterzweiges kann jede Ausgangsklemme K_a , K_b und K_c des Pulswechselrichters unabhängig von den Vorzeichen der momentan fließenden Maschinenströme wohlweise mit der oberen (Schaltzustand $S = 1$) oder unteren (Schaltzustand $S = 0$) Schiene des Gleichspannungs-Zwischenkreises verbunden werden. In der vorliegenden, dreiphasigen Brückenschaltung sind somit acht Schaltkombinationen $S_k = (S_a, S_b, S_c)$ realisierbar; S_a , S_b und S_c kennzeichnen hierbei die Schaltzustände der Brückenzweige Z_a , Z_b und Z_c . Vernachlässigt man die Durchlaßverluste der Halbleiterventile, so kann man jeder dieser Schaltkombinationen S_k einen eindeutigen Raumzeiger S_k für die Ständerspannung der Maschine zuordnen (Bild 4.3).

Weisen alle Wechselrichterzweige den gleichen Schaltzustand auf (000 oder 111), dann ist die Amplitude dieses Raumzeigers gleich Null. Ansonsten ergibt sich deren Amplitude zu [28]

$$U_S = \frac{2}{3} \cdot U_Z \quad (4.1)$$

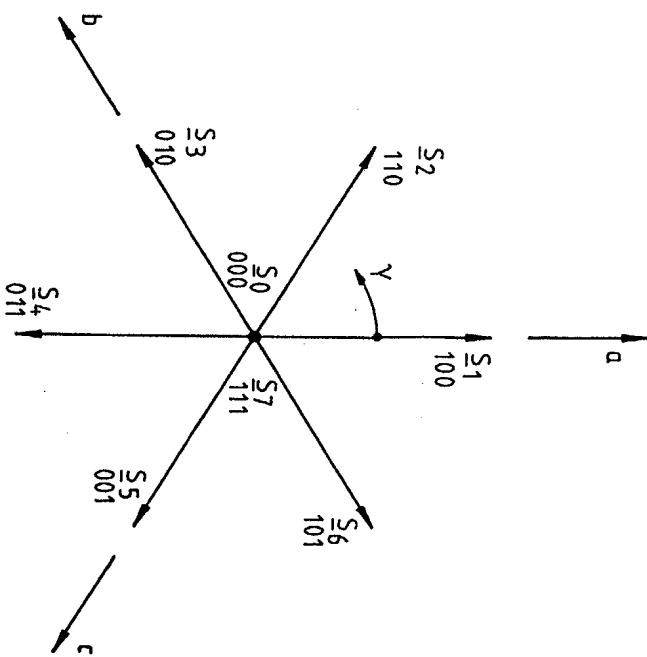


Bild 4.3: Mögliche Schaltkombinationen der Wechselrichterzweige mit zugehörigen Spannungszeigern S_k der Ausgangsspannung des Pulswechselrichters.

und deren Winkel γ_k bezüglich der Achse der Ständerwicklung a zu

$$\gamma_k = (k-1) \cdot \frac{1}{3} \cdot \pi \text{ mit } k = 1, 2, \dots, 6. \quad (4.2)$$

Im Hinblick auf die angestrebte hohe Dynamik sowie Regelgüte besteht die Aufgabe der Regeleinrichtung darin, immer jenen Spannungszeiger auszuwählen, welcher eine gemessene Regel-differenz schnellstmöglich verringert.

5. Ausführungsformen des Regelstreckens von Positionierantrieben

Für die grundsätzlichen Überlegungen dieses Abschnittes sei zunächst vorausgesetzt, daß alle Signale der Regelstrecke, welche dem Regler zugeführt werden sollen, in idealer Weise erfaßt werden können.

5.1 Darstellung der Regelstrecke mit Hilfe regelungstechnischer Übertragungsglieder

Das Blockschaltbild der Regelstrecke, bestehend aus einer permanenten Synchrongenerator und dem sie speisenden Transistor-Pulsumrichter ist in Bild 5.1 dargestellt.

Im Bereich I dieses Bildes wird der Pulswechselrichter berücksichtigt, welcher gemäß den Ausführungen des Abschnittes 4 als steuerbare Spannungsquelle anzusehen ist. Aufgrund der sehr kleinen mittleren Totzeit T_t und der daraus resultierenden ausgezeichneten Dynamik dieses Steuergliedes kann dasselbe in sehr guter Näherung als ideale Drehspannungsquelle angesehen werden.

Durch geeignete Steuerung dieser Drehspannungsquelle kann die d-Komponente der Maschinenspannung stets so eingestellt werden, daß die d-Komponente des Maschinenstromes und damit auch deren Einfluß auf das Drehmoment vernachlässigt werden kann [9].

Der folgende Bereich II beschreibt die Einflüsse der q-Komponenten der Ausgangsspannung u des Pulswechselrichters und der aus Gl. (3.7) zu ermittelnden induzierten Spannung u_i der Maschine auf die drehmomentbildende q-Komponente des Stromes (i_q); da die Spannungsfälle an den Ständerwiderständen R_1 im interessierenden Bereich niedriger Drehzahlen klein sind gegenüber der Differenz der Spannungen u_q ($\approx \pm \frac{2}{3} u_z$) und u_{iq} werden diese Widerstände im folgenden vernachlässigt.

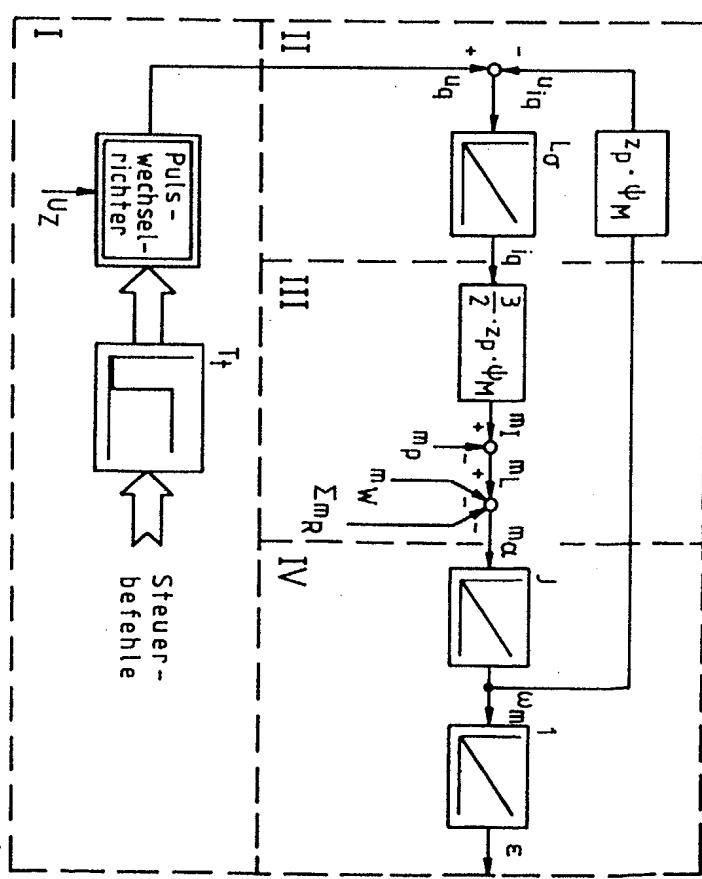


Bild 5.1: Blockschaltbild der Regelstrecke, bestehend aus permanenterregter Synchrongenerator und Transistor-Pulswechselrichter.

Der Einfluß des Querstromes i_q auf das Drehmoment m_T der idealisierten Maschine gemäß Gl. (3.2) und Gl. (3.3) ist im Bereich III wiedergegeben. Weiterhin werden hier der Einfluß des Pendelmoments m_p auf das Luftpaltmoment m_L sowie die Einflüsse des durch die Last hervorgerufenen Widerstandsmoments m_R und der Summe aller Reibungsmomente Σm_R auf das Beschleunigungsmoment m_a berücksichtigt.

Die Bewegungsgleichungen

$$m_\alpha = J \cdot \frac{d\omega_m}{dt} = J \cdot \alpha \quad \text{und} \quad (5.1)$$

$$\omega_m = \frac{d\epsilon}{dt} \quad (5.2)$$

finden ihren Niederschlag im Bereich IV; J stellt hierbei das auf die Welle der Maschine umgerechnete Massenträgheitsmoment aller zu bewegenden Massen des Antriebes, ω_m die mechanische Winkelgeschwindigkeit und ϵ den mechanischen Drehwinkel des Rotors dar.

5.2 Aufbau eines Regelsystems für den mechanischen Drehwinkel ϵ

Im Hinblick auf eine größtmögliche Freiheit bei der Festlegung der Pole des Regelkreises und somit bei der Festlegung von dessen Führungs- und Störverhalten ist es anzustreben, alle Zustandsgrößen der Regelstrecke zu erfassen und der Regelrichtung des Antriebssystems zuzuführen [29, 30].

5.2.1 Lage- und Drehzahlregelkreis

Ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit der Aussagen dieses Kapitels ist für die folgenden Überlegungen ein Regelsystem mit Kaskadenstruktur zugrundegelegt [30, 31]. Dem Regler für den mechanischen Drehwinkel ϵ ist dann ein solcher für die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω_m zu unterlagern (Bild 5.2).

Vernachlässigt man die sehr geringe Totzeit T_t (siehe Bild 5.1), so ist die verbleibende, mit einem unterlagerten Regler auszurüstende Restregelstrecke von 1. Ordnung. Da diese, in Bild 5.2 schematisch dargestellte, Rest-Regelstrecke zum einen erhebliche Nichtlinearitäten aufweist und zum anderen von Störgrößen mit merklichen Amplituden beaufschlagt wird, ist der Auswahl der Regelgröße x dieser inneren Regelschleife sowie dem Aufbau des zugehörigen Reglers besonderes Augenmerk zu widmen.

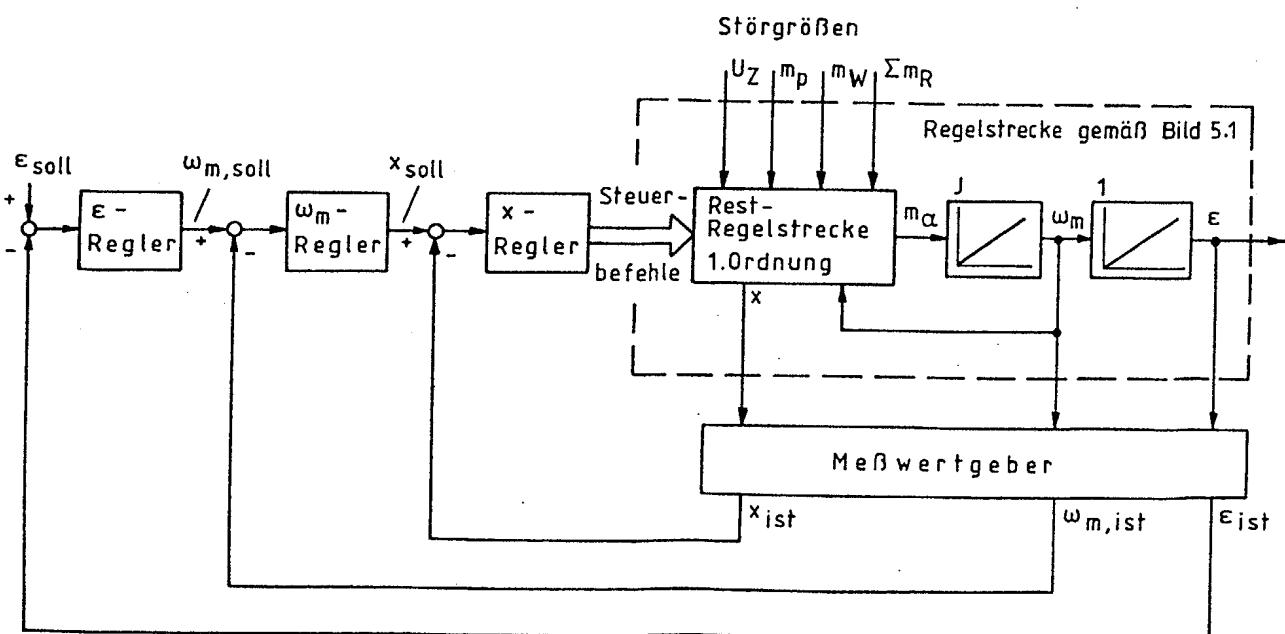


Bild 5.2: Aufbau eines Regelsystems in Kaskadenstruktur für den mechanischen Drehwinkel einer über einen Transistor-Pulswechselrichter gespeisten permanenterregten Synchronmaschine.

5.2.2 Festlegung der Regelgröße für jene Regelschleife,

welche dem Drehzahlregelkreis unterlagert wird sowie

Ausführungsformen des zugehörigen Reglers

Die Ausgangsgröße x_{soll} des Drehzahlreglers stellt den Sollwert für die in der unterlagerten Schleife geregelte Systemgröße dar.

Die Aufgabe des x -Reglers besteht darin, aus diesem Sollwert x_{soll} sowie der gemessenen Größe x_{ist} , welche dem Regler als Istwert der Regelgröße x zugeführt wird, die Steuerbefehle für die sechs Transistorschalter des Pulswechselrichters abzuleiten.

5.2.2.1 Ableitung der Steuerbefehle für den Pulswechselrichter aus einem Regelkreis für den Querstrom der permanenterregten Synchronmaschine

Bei dieser Ausführungsform des inneren Regelkreises wird davon Gebrauch gemacht, daß das Drehmoment m_T einer gemäß Kapitel 3.2 idealisierten Maschine nach den Gln. (3.2) bis (3.4) für $i_d = 0$ direkt proportional zur Amplitude des Querstromes ist. Die Auswirkungen der in Bild 5.2 angedeuteten Störgrößen müssen dann vom Lage- und Drehzahlregelkreis kompensiert werden.

Setzt man $x_{\text{soll}} = m_{T,\text{soll}}$, so können die Sollwerte für die Phasenströme der Maschine nach Gleichung (3.5) zu

$$\begin{bmatrix} i_{a,\text{soll}} \\ i_{b,\text{soll}} \\ i_{c,\text{soll}} \end{bmatrix} = \frac{1}{C} \cdot \begin{bmatrix} \cos \gamma \\ \cos(\gamma - \frac{2}{3}\pi) \\ \cos(\gamma - \frac{4}{3}\pi) \end{bmatrix} \cdot m_{T,\text{soll}}, \quad (5.3)$$

mit C gemäß Gl. (3.6), angegeben werden. Der elektrische Drehwinkel γ wird dabei, wie in Bild 5.3 dargestellt, direkt aus der Rotorlage abgeleitet.

Die Regelung der Phasenströme kann in einfacher Weise dadurch erfolgen, daß jedem Zweig des Pulsumrichters ein Zweipunktregler nach Bild 4.2 für den zugehörigen Phasenstrom zugeordnet wird.

Neben seiner Einfachheit zeichnet sich dieser Reglertyp – angesichts der hohen möglichen Schaltfrequenz – einerseits durch sein

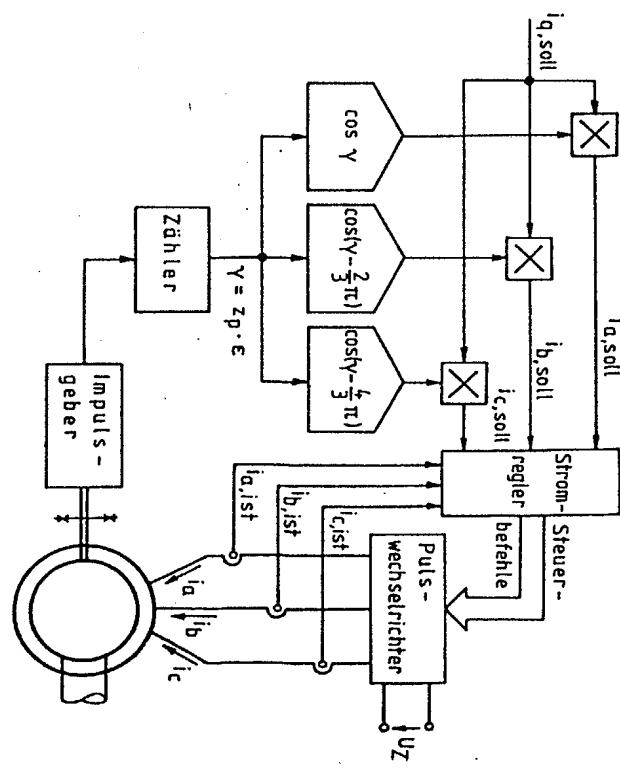


Bild 5.3: Prinzipieller Aufbau eines Regelkreises für den Querstrom einer permanenterregten Synchronmaschine.

außerordentlich gute Dynamik und andererseits durch seine hohe Regelgüte aus [6, 9, 32, 33]. Diese Aussagen finden ihre Bestätigung in den Ergebnissen theoretischer Untersuchungen sowie einschlägiger Messungen (Bilder 5.4 und 5.5) an einem pulswechselrichtergetriebenen Drehstrommotor. Der Simulation wurde das in Bild 3.5 dargestellte Ersatzschaltbild mit folgenden Meßdaten der Maschine

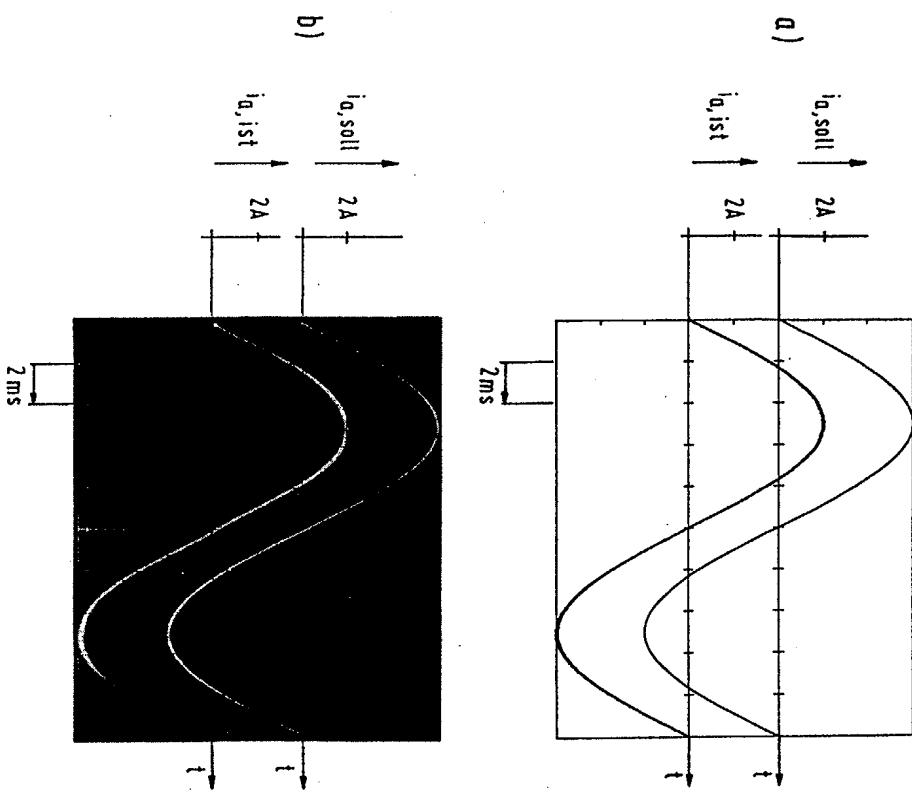


Bild 5.4: Zeitlicher Verlauf des Sollwertes $i_{a,soll}$ sowie des zugehörigen Istwertes $i_{a,ist}$ des Phasenstromes i_a einer festgebremsten Drehfeldmaschine. Vorgegebene Amplitude

f_{soll} für die Sollwerte der Phasenströme:

$$f_{\text{soll}} = \sqrt{2} \cdot f_N = 6 \text{ A}$$

Gemessene Daten der zugrundegelegten Maschine:

$$L_0 = 39 \text{ mH}; R_1 = 3,9 \Omega.$$

Daten des verwendeten Pulswechselrichters:

$$U_Z = 540 \text{ V}; f_T = 100 \text{ kHz}$$

a) Simulation b) Messung.

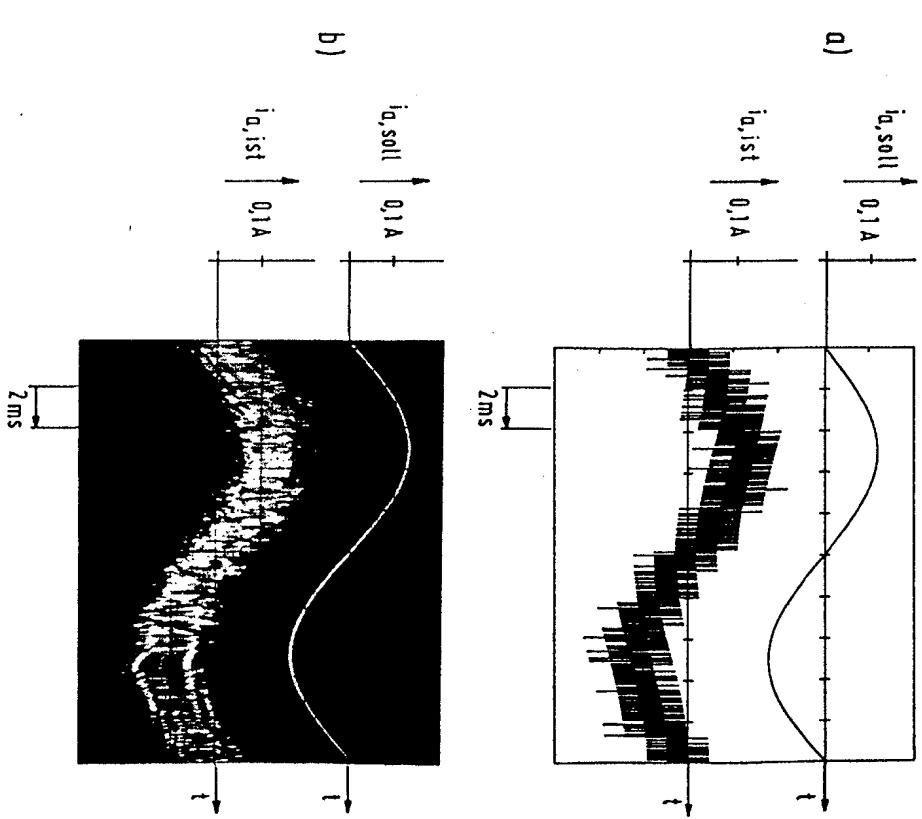


Bild 5.5: Zeitlicher Verlauf des Sollwertes $i_{a,soll}$ sowie zugehöriger Istwert $i_{a,ist}$ des Phasenstromes i_a einer festgebremsten Drehfeldmaschine. Vorgegebene Amplitude

f_{soll} für die Sollwerte der Phasenströme:

$$f_{\text{soll}} = 0,02 \cdot \sqrt{2} I_N = 120 \text{ mA}.$$

Gemessene Daten der zugrundegelegten Maschine:

$$L_0 = 39 \text{ mH}; R_1 = 3,9 \Omega.$$

Daten des verwendeten Pulswechselrichter:

$$U_Z = 540 \text{ V}; f_T = 100 \text{ kHz}$$

a) Simulation b) Messung.

$$\left. \begin{array}{l} L_0 = 36 \text{ mH und} \\ R_1 = 3,9 \Omega, \\ f_T = 100 \text{ kHz} \end{array} \right\} \quad (5.4)$$

sowie ein Pulswechselrichter mit den Daten

$$\left. \begin{array}{l} U_Z = 540 \text{ V und} \\ f_{\text{soll}} = 0,02 \cdot \sqrt{2} \cdot I_N \quad (5.5) \end{array} \right\}$$

zugrundegelegt. Die Amplitude der Sollwerte betrug $i_{\text{soll}} = \sqrt{2} \cdot I_N$ (in Bild 5.4) sowie $i_{\text{soll}} = 0,02 \cdot \sqrt{2} \cdot I_N$ (in Bild 5.5).

Außerdem wurde bei der Simulation noch ein Rauschsignal mit einer Amplitude von 2% der Amplitude des Nennstromes auf die Eingänge der Komparatoren der Phasenstromregler aufgeschaltet. Dieser Test zeigte eine große Unempfindlichkeit des vorliegenden Regeltyps gegenüber derartigen Störgrößen.

Die beschriebene Ausführungsform der Stromregelung ist für die überwiegende Anzahl aller Anwendungsfälle geeignet. Werden jedoch, wie im vorliegenden Fall, extrem hohe Anforderungen an die Systemruhe eines Antriebs gestellt, so ist eine Erscheinung zu berücksichtigen, welche anhand des in Bild 4.2 dargestellten Gleichstromstellers kurz erläutert werden soll [34].

Als Last, deren Strom i_L geregelt werden soll, wird dort ein ohmisch-induktiver Verbraucher mit dem Lastwiderstand R_L und der Induktivität L_L zugrundegelegt; das Strombeglied wird hinsichtlich seiner stationären sowie dynamischen Genauigkeit als ideal angenommen.

Zum Zeitpunkt $t = 0$ habe der Istwert i_L des Laststromes, welcher auf den konstanten Sollwert $i_{L,\text{soll}}$ geregelt werden soll, den Wert $i_v < i_{L,\text{soll}}$ (Bild 5.6). Infolgedessen wird der Transistor T_1 durchgesteuert und der Strom i_L wird gemäß der Beziehung

$$i_L = (i_v - \frac{U_Z}{R_L}) \cdot e^{-\frac{t}{T_L}} + \frac{U_Z}{R_L} \quad \text{worum } T_L = \frac{L_L}{R_L} \quad (5.6)$$

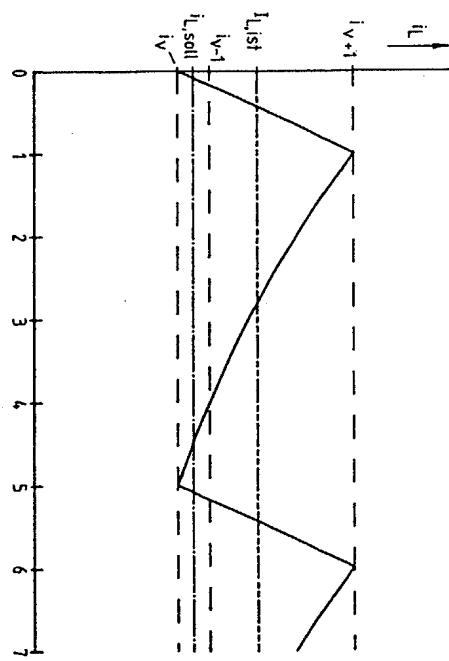


Bild 5.6: Prinzipieller Verlauf des Laststromes i_L des Gleichstromstellers nach Bild 4.2 unter Voraussetzung einer gemischt ohmsch-induktiven Last bei Vorgabe eines konstanten Sollwertes $i_{L,\text{soll}}$.

ist, anwachsen. Unter der Voraussetzung, daß bei der hier interessierenden Speisung einer elektrischen Maschine die dafür im allgemeinen gültige Relation

$$i_{L,\text{ist}} < \frac{U_Z}{R_L} \quad (5.7)$$

besteht, wird beim nächstmöglichen Umschaltzeitpunkt ($t = T_T$) wegen $i_{v+1} > i_{L,\text{soll}}$ der Transistor wieder gesperrt. Der Laststrom berechnet sich somit zu

$$i_L = i_{v+1} \cdot e^{-\frac{t}{T_L}} \quad \text{mit } t^* = t - T_T, \quad (5.8)$$

bis zum Zeitpunkt $t = v \cdot T_T$ wieder der Wert $i_L = i_v$ erreicht ist und ein neuer Schaltzyklus beginnt. In Abhängigkeit von der Amplitude des Sollwertes $i_{L,\text{soll}}$ stellt sich dabei ein Grenz-

zyklus mit der Periodendauer

$$T_V = V \cdot T_T \quad \text{mit } V = 2, 3, 4, \dots$$

ein. Jedem Wert $v = \frac{i_v}{T^m}$ ist ein Minimalwert i_v , ein Maximalwert i_{v+1} sowie ein Mittelwert i_L ist gemäß

$$i_v = \frac{\frac{U_z}{R_L} \cdot \frac{e^{-\frac{(v-1) \cdot \frac{T_z}{T_L}}{T_L}} - \frac{e^{-\frac{v \cdot \frac{T_z}{T_L}}{T_L}}}{-v \cdot \frac{T_z}{T_L}}}{}, \quad (5.10)$$

$$i_{v+1} = \frac{v_2}{R_L} \cdot \frac{1 - e^{-\frac{v}{T_L}}}{-\frac{v \cdot T_L}{T_T}} \quad \text{und} \quad (5.11)$$

$$I_{L, \text{ist}} = \frac{U_Z}{R_L} \cdot \frac{1}{v} \quad (5.12)$$

t. Ist i_{v-1} jener Wert des Laststromes, welchen dieser Abtastzeitpunkt unmittelbar vor Erreichen des Minimal- aufweist, so wird ein bestehender Grenzyklus - und

zugeordnet. Ist i_{v-1} jener Wert des Laststromes, welchen dieser zu einem Abtastzeitpunkt unmittelbar vor Erreichen des Minimalwertes i_v aufweist, so wird ein bestehender Grenzyklus - und eine damit verbundene Abweichung des Mittelwertes des Laststromes von dessen vorgegebenem Sollwert - für alle Sollwerte im Bereich $i_v < i_{L,soll} < i_{v-1}$ aufrechterhalten.

Analoge Überlegungen für pulswechselrichtergespeiste Drehstromverbraucher führen zu dem Ergebnis, daß für jeden Sollwert des Stromraumzeigers mehrere Grenzyklen von Schaltkombinationen S_k unterschiedliche Auswirkungen des Sollwertes des

Stromraumzeigers von dessen Istwert möglich sind.

Diese Erscheinung kann grundsätzlich durch den Einsatz eines Reglers mit Integralanteil vermieden werden. Bei nicht angeschlossenem Mittelpunkt des Drehstromverbrauchers wäre es auf-

grund der Beziehung

$$\underline{i}_a, \text{ist} + \underline{i}_b, \text{ist} + \underline{i}_c, \text{ist} = 0 \quad (5.13)$$

ausreichend, zwei Phasenstromregler mit Integralanteil auszurüsten. Mit Hilfe der in Bild 5.7 dargestellten, von A. Boehringer vorgeschlagenen Ausführungsform der Maschinenstromregelung ist jedoch auch eine im allgemeinen vorteilhafte, symmetrische Lösung des Problems möglich. Der Korrekturregler übernimmt dabei die Aufgabe, ein Driften der Integrierer infolge unvermeidlicher Offsetspannungen im Regelsystem auszugleichen.

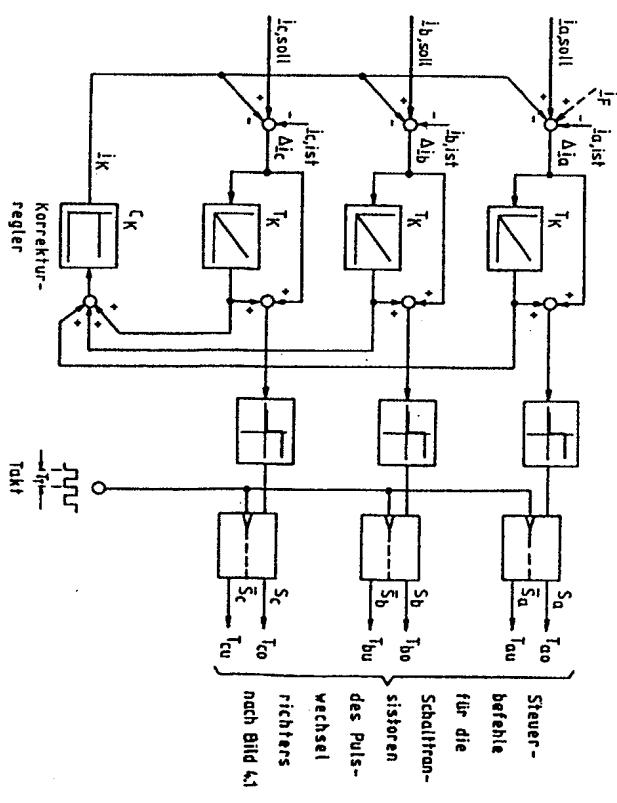


Bild 5.7: Ausführung des Stromreglers in Bild 5.3 nach dem Prinzip der zeitdiskreten Schaltzustandssteuerung ohne bleibende Regelabweichung

werte der drei Phasenströme jeweils ein ideales, symmetrisches Drehstromsystem ohne Nullkomponente darstellen und daß außer dem in Bild 5.7 auf den obersten Soll-Istwertvergleich wirkenden Fehlerstrom \underline{i}_F im Regelkreis keine weiteren Störgrößen angreifen, so ergibt sich die Ausgangsgröße \underline{i}_K des Korrekturreglers zu

$$\underline{i}_K = \frac{C_K}{p \cdot T_K} (\underline{\Delta i}_a + \underline{\Delta i}_b + \underline{\Delta i}_c) \quad \text{mit } p = j\omega + \sigma. \quad (5.14)$$

Die Summe der Differenzströme in Gl. (5.14) ergibt sich unter Berücksichtigung von Gl. (5.13) und der entsprechenden Beziehung für die Sollwerte

$$\underline{i}_{a,soll} + \underline{i}_{b,soll} + \underline{i}_{c,soll} = 0 \quad (5.15)$$

zu

$$\underline{\Delta i}_a + \underline{\Delta i}_b + \underline{\Delta i}_c = -3\underline{i}_K + \underline{i}_F \quad (5.16)$$

Aus den Gln. (5.14) und (5.16) ergibt sich \underline{i}_K letztlich zu

$$\underline{i}_K = \frac{1}{3 + p \cdot \frac{T_K}{C_K}} \cdot \underline{i}_F \quad (5.17)$$

Alle auf den Regelkreis einwirkenden Störgrößen werden somit stationär ($p = 0$) gleichmäßig auf die drei Phasen des Verbrauchers verteilt.

Wie in diesem Kapitel eingangs erläutert wurde, müssen die Auswirkungen der Pendel-, Widerstands- und Reibungsmomente bei dieser, in der Vergangenheit ausschließlich eingesetzten, indirekten Regelung der Winkelbeschleunigung der Maschine über deren Maschinenströme von einem überlagerten Drehzahl- und/oder Lagerregelkreis kompensiert werden. Eine grundsätzliche Verbesserung dieses Schwachpunktes ist durch die in jüngster Vergangenheit vorgeschlagene "Direkte Selbst-Regelung" umrichterergespeister

Drehfeldmaschinen [35] zu erwarten. Hierbei werden nicht die Maschinenströme, sondern das aus den Klemmengrößen der Maschine berechnete Drehmoment derselben geregelt. Die Auswahl der Schaltzustände des Pulswechselrichters kann dabei in einfacher Weise derart erfolgen, daß der Drehmomentregelkreis als Zweipunktregelkreis unter voller Nutzung der vorhandenen Stellreserve arbeitet.

Bei dem für Positionierantriebe sehr wichtigen Fall des Stillstandes ergeben sich für das in [35] beschriebene Regelverfahren jedoch Probleme, da dann aus den Klemmengrößen der Maschine keine ausreichende Informationen über die Flußverkettungen der selben mehr gewonnen werden können. Weiterhin ist anzumerken, daß zwar das innere Drehmoment der Maschine erfaßt wird, nicht jedoch das Widerstandsmoment. Aus letzterem Grund können Pulsationen des Reibungs- und des Widerstandsmomentes wiederum nur indirekt über überlagerte Regelkreise kompensiert werden.

Im folgenden wird ein Regelungssystem vorgestellt, in welchem die Steuerbefehle für den Pulswechselrichter ebenfalls ohne direkte Regelung der Maschinenströme unmittelbar aus einem Zweipunktregelkreis für eine mechanische Systemgröße abgeleitet werden, welche jedoch eine schnellstmögliche Ausregelung aller im Regelkreis angreifenden Störgrößen, insbesondere der Pulsationen des Reibungs- und des Widerstandsmomentes erlaubt.

5.2.2.2 Ableitung der Steuerbefehle für den Pulswechselrichter

aus einem Regelkreis für die Winkelbeschleunigung α des

Rotors der permanenten Synchrongleichstrommaschine

a) Prinzipieller Ansatz

Bei der im vorstehenden Kapitel beschriebenen Ausführungsform der inneren Regelschleife wurde davon Gebrauch gemacht, daß der Stromraumzeiger aufgrund der sehr kurzen Reaktionszeit des Pulswechselrichters nach Amplitude und Phasenlage in einem sehr engen Toleranzbereich um den vorgegebenen Sollwert herum geführt werden kann. Insbesondere kann dieser Stromraumzeiger so geführt werden, daß er nur eine für die Drehmomentbildung verantwortliche Komponente i_g in Richtung der q -Achse der Maschine aufweist. Auf diese Weise wird eine unnötige thermische Belastung der Maschine durch einen Strom i_d in deren d -Achse bestmöglich vermieden.

Die hohe Dynamik des Pulswechselrichters kann in noch besserer Weise genutzt werden, wenn dessen Steuerbefehle in der nachfolgend beschriebenen Art direkt aus einem Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Rotors der Maschine abgeleitet werden.

Diesem neuartigen Regelverfahren liegt folgender Ansatz zugrunde: Eine Abweichung des Istwertes α ist der Drehbeschleunigung des Rotors der Maschine von dem aus einem überlagerten Drehzahlregelkreis vorgegebenen Sollwert α_{soll} ist im Rahmen einer Zweipunktregelung schnellstmöglich zu vermindern; hierfür ist immer jener Spannungszeiger \underline{S}_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) der Ausgangsspannung des Pulswechselrichters einzustellen, welcher die für die Drehmomentbildung der Synchrongleichstrommaschine verantwortliche q -Komponente von deren Stromraumzeiger schnellstmöglich in der gewünschten Richtung beeinflußt.

Der drehmomentbildende Querstrom i_q der Maschine, welcher deren Drehbeschleunigung unmittelbar beeinflußt, kann unter Nutzung der vollen Ausgangsspannung des Pulswechselrichters über ein Integralglied 1. Ordnung verstellt werden. Weiterhin können die Auswir-

kungen aller an der Welle angreifenden Störgrößen über deren Drehbeschleunigung ohne Zeitverzug erfaßt werden. Infolgedessen können die Auswirkungen aller an der Welle der Maschine angreifenden Störgrößen über eine Zweipunktregelung für die Drehbeschleunigung des Rotors schnellstmöglich kompensiert werden.

Die Berechnung der Drehbeschleunigung der Maschine aus deren Klemmengrößen ist nicht möglich. Andererseits soll auf eine Differentiation des Drehzahlsignals wegen des hohen Störpegels des dabei entstehenden Signals verzichtet werden. Infolgedessen ist der Einsatz eines zusätzlichen Gebers für die Winkelbeschleunigung unumgänglich. Das Meßprinzip sowie Ausführungsformen solcher Geber sind in [36, 37, 38, 39] ausführlich beschrieben. Da der dieser Arbeit zugrundegeriegelte Beschleunigungssensor keine prinzipiellen Unterschiede zu den in der genannten Literatur dargestellten Aufnehmern aufweist, soll auf dessen Beschreibung an dieser Stelle verzichtet werden. Weiterhin soll in den folgenden grundsätzlichen Überlegungen von der Möglichkeit der Einstellung der in dem auf Seite 28 angegebenen Bild 4.3 eingetragenen Spannungszeiger \underline{S}_0 und \underline{S}_7 verzichtet werden. Unter Nutzung dieser Zeiger, deren Beträge den Wert "Null" aufweisen, könnte eine Reduktion der resultierenden Schaltfrequenz des Pulswechselrichters und/oder eine Verminderung der Wechselanteile der Drehbeschleunigung erzielt werden.

Die räumliche Lage des rotorfesten Koordinatensystems, dessen d -Achse die Symmetrieachse eines Polpaars bildet, wird im folgenden wieder mit Hilfe des elektrischen Drehwinkels γ beschrieben (siehe auch das auf Seite 16 angegebene Bild 3.1). Dieser ergibt sich als Produkt des mechanischen Drehwinkels ε mit der Polpaarzahl z_p und gibt die Auslenkung der q -Achse des Rotors gegenüber der Symmetrieachse der Ständerwicklung a an.

Die Drehbeschleunigung der Maschine soll voraussetzungsgemäß in einem Zweipunktregelkreis unter voller Nutzung der vorhandenen Stellreserve geregelt werden. Hierfür ist die Kenntnis

jener Schaltzustände des Pulswechselrichters voneinander, welche bei gegebener räumlicher Lage des rotorfesten d-q-Koordinatensystems eine größtmögliche Änderungsgeschwindigkeit des drehmomentbildenden Querstromes hervorrufen.

Ausgangspunkt für die Ermittlung dieser Schaltzustände sind die Gleichungen für die Spannungen der Maschine [13, 14]

$$u_d = R_1 \cdot i_d + \frac{d\psi_d}{dt} - 2 \cdot \pi \cdot z_p \cdot n \cdot \psi_q \quad \text{und} \quad (5.18)$$

$$u_q = R_1 \cdot i_q + \frac{d\psi_q}{dt} + 2 \cdot \pi \cdot z_p \cdot n \cdot \psi_d \quad (5.19)$$

Die hierin enthaltenen Flußverkettungen können gemäß Gl. (3.3) ($\psi_d = L \cdot i_d + \psi_M$) und Gl. (3.4) ($\psi_q = L \cdot i_q$) ermittelt werden.

Unter Voraussetzung der in Abschnitt 3 getroffenen Annahmen ist die durch die Permanentmagnete hervorgerufene Flußverkettung konstant; demnach gilt für deren Ableitung nach der Zeit:

$$\frac{d\psi_M}{dt} = 0 \quad (5.20)$$

Berücksichtigt man weiterhin die Beziehung

$$\omega_{el} = 2 \cdot \pi \cdot z_p \cdot n, \quad (5.21)$$

dann erhält man die gesuchten Zusammenhänge zwischen den Strömen und Spannungen der Maschine [14]

$$u_d = R_1 \cdot i_d + L \frac{di_d}{dt} - \omega_{el} \cdot i_q \quad \text{und} \quad (5.22)$$

$$u_q = R_1 \cdot i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} \cdot (L \cdot i_d + \psi_M). \quad (5.23)$$

Bei der vorliegenden Ausführungsform permanenterregter Synchronmaschinen kann die durch den d-Strom hervorgerufene Flußver-

kettung $L \cdot i_d$ insbesondere für kleine Beträge dieses Stromes i_d gegenüber der durch die Permanentmagnete hervorgerufenen Flußverkettung ψ_M vernachlässigt werden. Unter Berücksichtigung dieser Tatsache kann die Gl. (5.23) auch in der Form

$$u_q = R_1 \cdot i_q + L \frac{di_q}{dt} + \omega_{el} \cdot \psi_M \quad (5.24)$$

geschrieben werden.

b) Regelung der Winkelbeschleunigung des Rotors der permanent-erregten Synchronmaschine ohne Rücksicht auf den sich dabei einstellenden Strom i_d in Richtung der d-Achse

Die erwünschten größtmöglichen Beträge der Änderungsgeschwindigkeit di_d/dt des Querstromes und demzufolge der Drehbeschleunigung α werden nach Gl. (5.24) dann erzielt, wenn der Betrag der Spannung u_q möglichst groß ist. Für eine Erhöhung des Querstromes ist demnach jener Spannungszeiger S_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) einzustellen, welcher die größte Komponente in Richtung der positiven q-Achse aufweist; eine Verminderung dieses Stromes hat entsprechend mit Hilfe jenes Spannungszeigers zu erfolgen, welcher die größte Komponente in Richtung der negativen q-Achse aufweist.

Anhand des Bildes 5.8 wurden die vom Drehwinkel γ abhängigen d- und q-Komponenten der von den einzelnen Schaltzuständen S_k hervorgerufenen Maschinenspannung ermittelt. Diese Komponenten sind in Tabelle 5.1 wiedergegeben. Als Bezugsgröße dient dort der Betrag U_S der Spannungszeiger S_k' , welcher sich gemäß Gl. (4.1) ($U_S = \frac{2}{3} U_Z$) aus der Spannung U_Z des Gleichspannungs-
Zwischenkreises ergibt.

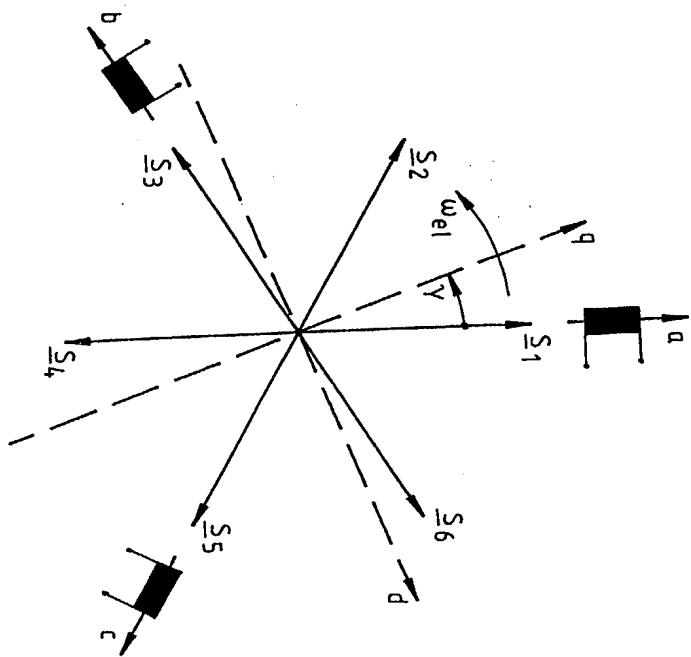


Bild 5.8: Ermittlung der d- und q-Komponenten der vom Pulswechselrichter einstellbaren Spannungszeiger \underline{S}_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) als Funktion des elektrischen Drehwinkels γ .

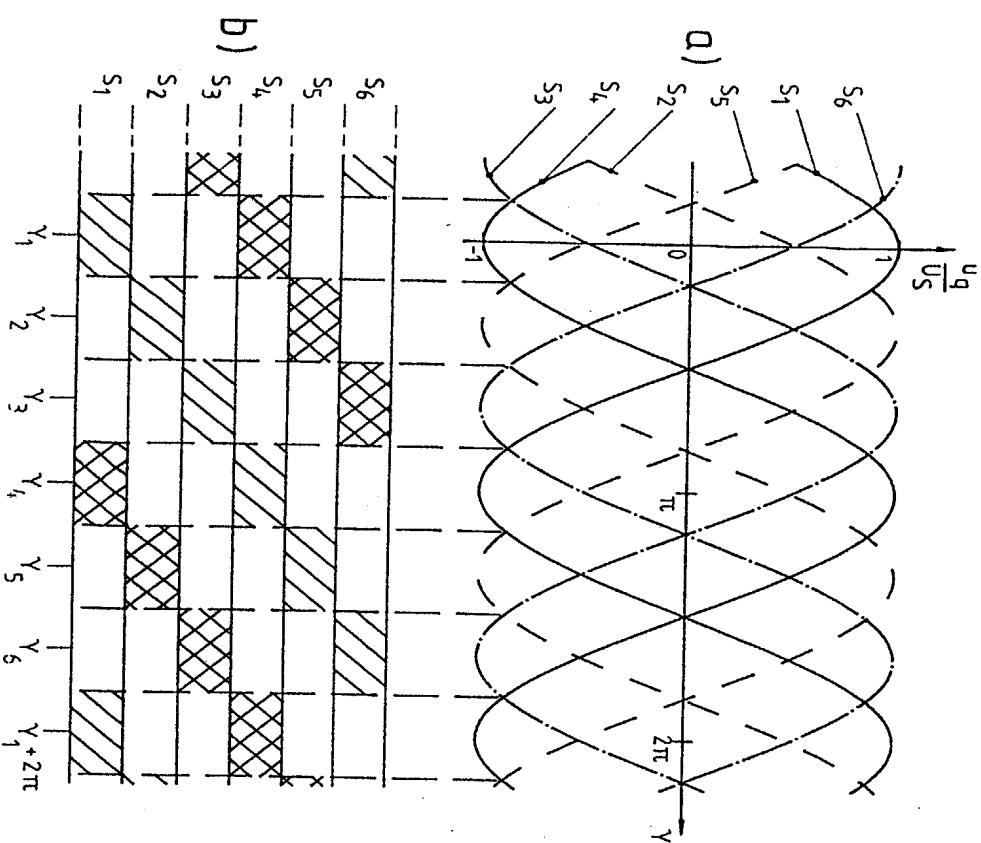
	$\frac{u_q}{U_S}$	$\frac{u_d}{U_S}$
\underline{S}_1	$\cos \gamma$	$\sin \gamma$
\underline{S}_2	$\cos (\gamma - \frac{1}{3}\pi)$	$\sin (\gamma - \frac{1}{3}\pi)$
\underline{S}_3	$\cos (\gamma - \frac{2}{3}\pi)$	$\sin (\gamma - \frac{2}{3}\pi)$
\underline{S}_4	$-\cos \gamma$	$-\sin \gamma$
\underline{S}_5	$-\cos (\gamma - \frac{1}{3}\pi)$	$-\sin (\gamma - \frac{1}{3}\pi)$
\underline{S}_6	$-\cos (\gamma - \frac{2}{3}\pi)$	$-\sin (\gamma - \frac{2}{3}\pi)$

Tabelle 5.1: Komponenten der vom Pulswechselrichter einstellbaren Spannungszeiger \underline{S}_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) in Richtung der d- und q-Achse der Maschine als Funktion des Drehwinkels γ .

In Bild 5.9 a sind die hier in besonderem Maße interessierenden Spannungskomponenten $u_q = u_q(S_k, \gamma)$ als Funktion des Drehwinkels γ graphisch dargestellt. Als Bezuggröße dient dort wiederum der Betrag U_S der Spannungszeiger \underline{S}_k . In Bild 5.9.b ist die zugehörige Schaltzustandstabelle wiedergegeben; diese gibt an, welcher Schaltzustand S_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) bei gegebenem Drehwinkel γ den größten Betrag in Richtung der positiven q-Achse der Maschine (schraffiert) und welcher den größten Betrag in Richtung der negativen q-Achse (kariert) hervorruft. Zusätzlich sind in Bild 5.9.b die Drehwinkel γ_k der Spannungszeiger \underline{S}_k eingetragen, welche gemäß

$$\gamma_k = (k-1) \cdot \frac{\pi}{3} \quad (5.25)$$

angegeben werden können.



Aus Bild 5.9.b wird ersichtlich, daß der schnellstmögliche Aufbau des drehmomentbildenden Querstromes i_q mit Hilfe jenes Spannungszeigers vorzunehmen ist, welcher der positiven q -Achse der Maschine (deren Lage durch den Drehwinkel γ beschrieben wird) am nächsten ist. Entsprechend erfolgt ein schnellstmöglicher Abbau des Querstromes über eine Einstellung jenes Zeigers, welcher der negativen q -Achse am nächsten ist. Bei gegebenem Drehwinkel γ , sowie gegebenem Vorzeichen der Regeldifferenz des Beschleunigungsregelkreises ist demnach eine eindeutige Festlegung der für die Zweipunktregelung heranzuziehenden Schaltzustände des Pulswechselsrichters möglich.

Für den in Bild 5.8 eingetragenen Wert des Drehwinkels von 20° (entspricht $\frac{\pi}{9}$ rad) muß demnach vom Beschleunigungsregelkreis einer der beiden Zeiger S_1 und S_4 für den geforderten, schnellstmöglichen Auf- oder Abbau des drehmomentbildenden Stromes i_q eingesetzt werden. Die Zuordnung der Schaltzustände zum Vorzeichen der Regeldifferenz ist in Tabelle 5.2 angegeben.

Schaltzustand	$(\alpha_{\text{ soll}} - \alpha_{\text{ ist}}) < 0$	$(\alpha_{\text{ soll}} - \alpha_{\text{ ist}}) > 0$
S_4	S_1	S_1
S_3	S_2	S_2
S_2	S_3	S_3
S_1	S_4	S_4
γ_1	γ_2	γ_3
γ_2	γ_3	γ_4
γ_3	γ_4	γ_5
γ_4	γ_5	γ_6
γ_5	γ_6	$\gamma_1 + 2\pi$

Tabelle 5.2: Auswahl der Schaltzustände in einem Zweipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung α einer permanenten-terregten Synchrongleichmaschine ohne Rückblick auf den sich dabei einstellenden Längstrom i_d .

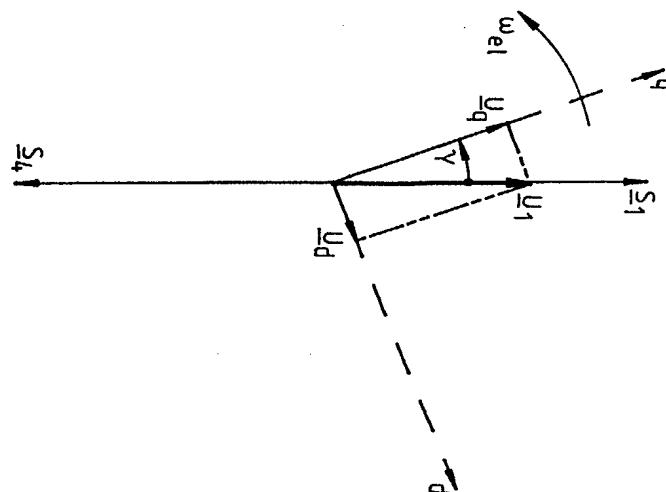
Durch einen fortlaufenden Wechsel zwischen diesen Zeigern S_1 und S_4 stellt sich im zeitlichen Mittel ein resultierender Zeiger in Richtung des erstgenannten ein, dessen Amplitude U_1 durch die mittleren Verweildauern T_1 und T_4 in diesen Schaltzuständen S_1 und S_4 gemäß

$$U_1 = \frac{2}{3} \cdot U_z \cdot \frac{T_1 - T_4}{T_1 + T_4} \quad (5.26)$$

Bild 5.9: a) Auf den Betrag U_s der Spannungszeiger S_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) bezogene Komponente der Spannung U_q in Richtung der q -Achse der Maschine in Abhängigkeit des Drehwinkels γ für alle möglichen Schaltzustände S_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$).
 b) Schaltzustandstabelle zur Auswahl jenes Spannungszeigers, dessen Komponente U_q bei gegebenem Drehwinkel γ den größten (schraffierte) bzw. den kleinsten (kariert) Wert aufweist.

Bei genügend hoher Taktfrequenz des Pulswechselrichters kann für den gesamten Drehzahlbereich der Maschine vorausgesetzt werden, daß sich der elektrische Drehwinkel γ in einer für eine hinreichend genaue Mittelwertbildung von U_1 ausreichenden Zeit nicht nennenswert ändert. In einem dann zu betrachtenden quasistationären Zustand ergibt sich diese Spannung U_1 aus der in Bild 5.10 wiedergegebenen Projektion des für die Aufrechterhaltung des Querstromes erforderlichen Zeigers U_q auf den Zeiger S_1 gemäß

$$U_1 = U_q \cdot \frac{1}{\cos \gamma} \quad (5.27)$$



Wie aus Bild 5.10 hervorgeht, tritt bei dieser Vorgehensweise für die Auswahl der Schaltzustände des Pulswechselrichters zusätzlich zu U_q eine Spannung U_{d0} in Richtung der d-Achse der Maschine gemäß

$$U_{d0} = U_q \cdot \tan \gamma \quad (5.29)$$

auf.

Zusätzlich zu dieser Spannung U_{d0} nach Gl. (5.29) tritt nach der auf Seite 46 angegebenen Gl. (5.22) eine vom Belastungszustand abhängige Spannung U_d in Richtung der d-Achse auf. Ersetzt man wiederum die Augenblickswerte der Maschinenströme durch deren im quasistationären Zustand auftretenden Mittelwerte, dann kann diese Spannung zu

$$U_d = -\omega_{el} \cdot I \cdot I_q \quad (5.30)$$

angegeben werden.

Die Spannungen U_{d0} nach Gl. (5.29) sowie U_d nach Gl. (5.30) haben einen Strom I_d in Richtung der d-Achse der Maschine zur Folge, welcher zu deren thermischer Belastung beiträgt ohne das Drehmoment wesentlich zu beeinflussen.

Bild 5.10: Ermittlung des Betrages des für die Aufrechterhaltung eines Querstromes I_q erforderlichen Zeigers U_1 sowie des sich bei dem im Text erläuterten Steuerverfahren einstellenden Spannungszeigers U_d .

Die zur Aufrechterhaltung des drehmomentbildenden Querstromes erforderliche Spannung U_q kann aus der auf Seite 47 angegebenen Beziehung (5.24) ermittelt werden; ersetzt man die dort auftretenden Augenblickswerte u_q sowie i_q durch deren sich im quasistationären Zustand einstellende Mittelwerte U_q sowie I_q und berücksichtigt man, daß die Änderungsgeschwindigkeit $\frac{du_q}{dt}$ im quasistationären Zustand gleich "Null" ist, so ergibt sich U_q zu

$$U_q = R_1 \cdot I_q + u_{el} \cdot \psi_M \quad (5.28)$$

Für den bei Positionierantrieben besonders interessanten Fall des Stillstandes (d.h. $\omega_{el} = 0$) kann dieser Strom I_d leicht ermittelt werden. Für den Winkelbereich $-\frac{\pi}{6} \leq \gamma \leq \frac{\pi}{6}$, welcher auch den Bildern 5.8 und 5.10 zugrundeliegt, ergibt sich

$$I_d = \frac{U_d}{R_1} = I_q \cdot \tan \gamma. \quad (5.31)$$

Wie aus Gründen der zyklischen Aufeinanderfolge der in Bild 5.8 dargestellten Zeiger leicht einsichtig ist, gilt für alle Winkelbereiche

$$-\frac{\pi}{6} + z \cdot \frac{\pi}{3} \leq \gamma \leq \frac{\pi}{6} + z \cdot \frac{\pi}{3}$$

$$\text{mit } z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots$$

für den Längsstrom der Maschine:

$$I_d = I_q \cdot \tan (\gamma - z \cdot \frac{\pi}{3}). \quad (5.33)$$

Der Betrag I des resultierenden Stromraumzeigers I kann danach gemäß $I = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$ zu

$$I = I_q \cdot \sqrt{1 + \tan^2 (\gamma - z \cdot \frac{\pi}{3})} \quad (5.34)$$

und dessen Maximalwert I_{max} zu

$$I_{max} = I_q \cdot \frac{1}{\cos \frac{\pi}{6}} = \frac{2}{\sqrt{3}} I_q = 1,15 \cdot I_q \quad (5.35)$$

angegeben werden.

Diese nach den Gln. (5.33) und (5.34) berechneten Ströme I_d und I sind in Bild 5.11 unter Voraussetzung eines konstanten Querstromes als Funktion des elektrischen Drehwinkels γ dargestellt.

Ableitung der Schaltzustände des Pulswechselrichters aus einem Beschleunigungsregelkreis ohne Regelung des Längstromes.

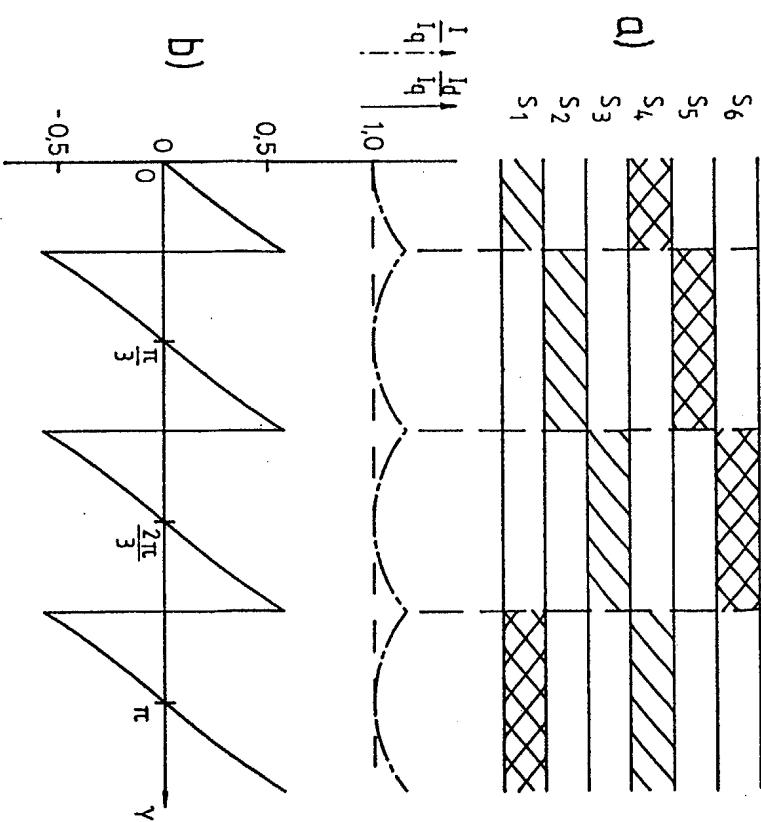


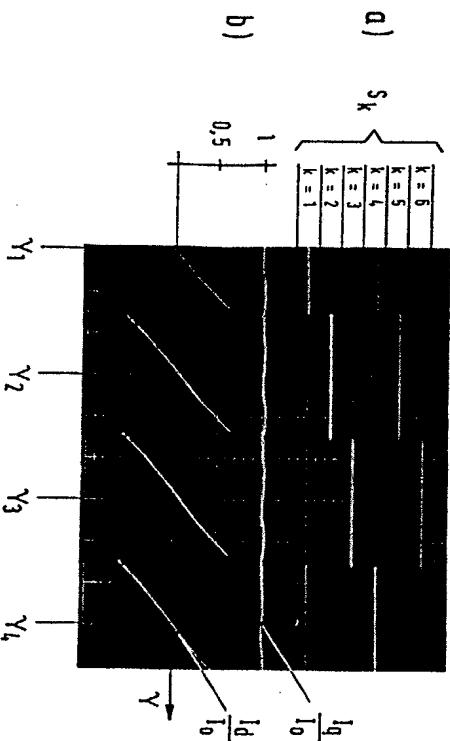
Bild 5.11: a) Schaltzustandstabelle der zugelassenen Schaltzustände S_k sowie

b) berechnete Werte I_d und I des Längstromes und des Stromraumzeigers einer stillstehenden permanenten-

magnetisierten Synchronmaschine in Abhängigkeit vom elektrischen Drehwinkel γ unter Voraussetzung eines konstanten Querstromes;

Ableitung der Schaltzustände des Pulswechselrichters aus einem Beschleunigungsregelkreis ohne Regelung des Längstromes.

Weiterhin ist in Bild 5.11 die Schaltzustandstabelle der bei dem beschriebenen Verfahren zur Regelung der Drehbeschleunigung α in Abhängigkeit vom Drehwinkel γ zugelassenen Schaltzustände S_k wiedergegeben.



Zur Bestätigung des in Bild 5.11 dargestellten, theoretisch ermittelten Verlaufes des Längstromes I_d als Funktion des Drehwinkels γ wurde an der in Abschnitt 7 beschriebenen Modellanlage eine Messung durchgeführt, deren Ergebnis in Bild 5.12 dargestellt ist. Hierbei wurde die permanenterregte Synchronmaschine mit einem konstanten Widerstandsmoment $m_W = 0,5 M_N$ belastet. Die Änderungsgeschwindigkeit $\dot{\epsilon}$ soll für den mechanischen Drehwinkel ϵ des lagegeregelten Versuchsantriebes betrug $\dot{\epsilon} = 2 \cdot \pi \frac{\text{rad}}{\text{min}}$. Außerdem erfaßten, vom Beschleunigungsregelkreis vorgegebenen Schaltzustände S_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) für den Pulswechselrichter dargestellt. Die Übergänge zwischen den geforderten Schaltzuständen S_k sind aufgrund der sehr kurzen Übergangszeiten, welche gegenüber den Verweildauern in diesen Schaltzuständen S_k vernachlässigbar sind, nicht sichtbar.

Das Auftreten der (unerwünschten) d -Komponente des Stromraumzeigers, deren Mittelwert mit zunehmender Kreisfrequenz ω_e ansteigt und die ein Vielfaches der q -Komponente betragen kann, wird mit der im folgenden beschriebenen Ausführungsform des Regelkreises für die Winkelbeschleunigung bestmöglich verhindert.

Bild 5.12: a) Aus einem Beschleunigungsregelkreis abgeleitete Schaltzustände S_k des Pulswechselrichters und b) zugehörige, gemessene Werte des auf den Mittelwert

I_o des Querstromes bezogenen Längstromes I_d und des Querstromes I_q einer mit konstantem Widerstandsmoment belasteten, permanenterregten Synchronmaschine.

c) Regelung der Winkelbeschleunigung des Rotors der permanent-erregten Synchronmaschine unter Verwendung eines Stromes I_d in Richtung der d -Achse

Bei diesem Steuerverfahren erfolgt die Auswahl des einzustellenden Spannungszeigers unter der Randbedingung, daß der Strom in Richtung der d -Achse bestmöglich auf dem Wert Null gehalten werden soll; die Spannung u_q in Querrichtung der Maschine ist nun also unter Wahrung dieser Randbedingung in einem Zweipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung so einzustellen, daß die Änderungsgeschwindigkeit des q -stromes entweder ihren Größtwert (für

$\alpha_{\text{soll}} - \alpha_{\text{ist}} > 0$) oder ihren Kleinstwert (für $\alpha_{\text{soll}} - \alpha_{\text{ist}} < 0$) annimmt.

Ausgangspunkt für die Erläuterung des Regelsystems ist der Wirkungssinn der einzelnen Spannungszeiger \underline{S}_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) auf die d - und q -Komponente des Stromraumzeigers. Dieser Wirkungssinn sei wiederum für den bei Positionierantrieben besonders interessanten Fall des Stillstandes (d.h. $\omega_{\text{el}} = 0$) kurz erläutert. Dies geschieht anhand des auf Seite 48 in Bild 5.8 bei spielfhaft eingetragenen Drehwinkels $\gamma = 20^\circ$ sowie anhand der auf Seite 49 angegebenen Tabelle 5.1 für die d - und q -Komponenten der Städerspannung aller Spannungszeiger \underline{S}_k . Der Nachweis für die Funktionsfähigkeit des Regelsystems für Kreisfrequenzen $\omega_{\text{el}} \neq 0$ erfolgt im anschließenden Kapitel 5.2.2.3.

Da die d -Komponente des Stromraumzeigers nur aus thermischen Gründen unterdrückt werden soll, wird keine hohe Änderungsgeschwindigkeit für dieselbe gefordert. Demzufolge muß in dem für den Längstrom i_d aufzubauenden Regelkreis keine hohe Stellreserve für die d -Komponente der Maschinenspannung, welche nach der auf Seite 46 angegebenen Gl. (5.22) einen unmittelbaren Einfluß auf diese Änderungsgeschwindigkeit ausübt, vorgesehen werden. Auf die Einstellung jener Spannungszeiger, deren Betrag in Richtung der d -Achse der Maschine maximal ist, soll also im Hinblick auf eine möglichst hohe verfügbare Stellreserve zur Regelung der Drehbeschleunigung α verzichtet werden.

Für die auf Seite 48 in Bild 5.8 eingetragene Rotorstellung (mit einem Drehwinkel $\gamma = 20^\circ$), welche auch dem Bild 5.13 zugrunde liegt, verbleiben somit zur Regelung des d -Stromes sowie zur gleichzeitigen Regelung der Drehbeschleunigung α die in Bild 5.13 hervorgehobenen Spannungszeiger $\underline{S}_1, \underline{S}_2, \underline{S}_4$ und \underline{S}_5 . Es werden also – im Unterschied zu dem unter Punkt b erläuterten Regelverfahren – nicht nur jene Spannungszeiger \underline{S}_k für die

Regelung der Drehbeschleunigung α herangezogen, welche der positiven oder der negativen q -Achse am nächsten sind, sondern auch jene, welche diesen Achsen am zweitnächsten sind.

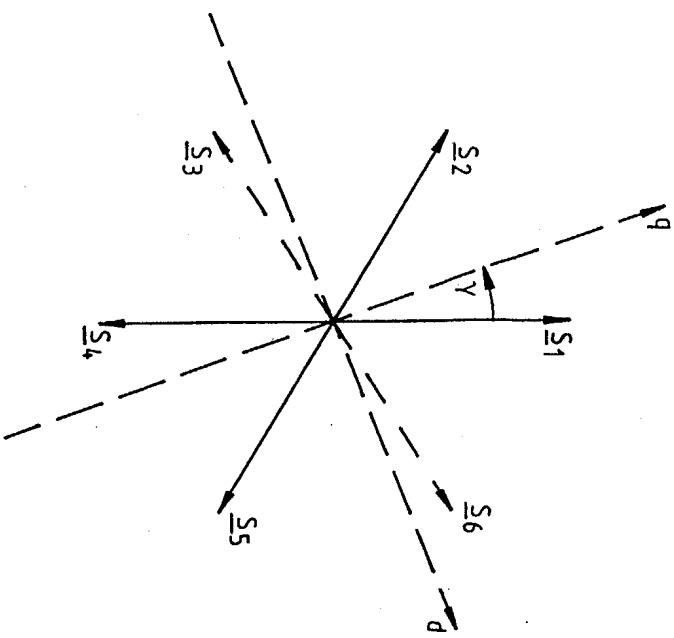


Bild 5.13: Ermittlung der Spannungszeiger \underline{S}_k , welche für einen Regelkreis für die Drehbeschleunigung α mit gleichzeitiger Regelung des Längstromes i_d der Maschine benötigt werden.

Die Entscheidung, welcher dieser Spannungszeiger $\underline{S}_1, \underline{S}_2, \underline{S}_4$ und \underline{S}_5 momentan vom Pulswechselrichter eingestellt werden soll, erfolgt im Regelkreis über die Vorzeichenkombination der Abweichungen des Längstromes i_d und der Drehbeschleunigung α_{ist} von

den hierfür vorgegebenen Sollwerten entsprechend der Tabelle 5.3.

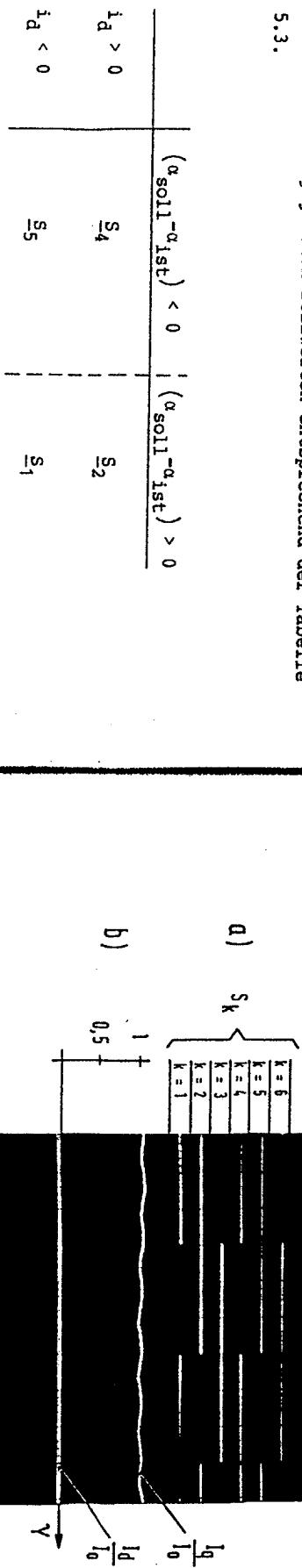


Tabelle 5.3: Auswahl des einzustellenden Spannungszeigers an einer permanenterregten Synchronmaschine bei Regelung von deren Drehbeschleunigung mit minimaler d-Komponente des Stromraumzeigers für die Rotorlage gemäß Bild 5.13.

Die Funktion dieser Ausführungsform des inneren Regelkreises des Regelsystems für die permanenterregte Synchronmaschine kann wie folgt zusammengefaßt werden:

Die Einstellung der (drehmomentbildenden) q-Komponente des Stromraumzeigers erfolgt ohne Messung derselben über einen Zweipunkt-Regelkreis für die Drehbeschleunigung α des Rotors der Maschine, während die (unerwünschte) d-Komponente des Stromraumzeigers über die Einstellung der d-Komponente der Spannung auf dem Wert Null gehalten wird.

Die Funktionsfähigkeit dieses Regelsystems wird durch die in Bild 5.14 dargestellte Messung belegt. Im unteren Teil des

Oszillogrammes sind die d- und q-Komponenten des Stromraumzeigers der mit konstantem Widerstandsmoment $M_W = 0,5 \cdot M_N$ belasteten, in Abschnitt 7 beschriebenen permanenterregten Synchronmaschine der Modellanlage dargestellt. Im oberen Teil sind die über einen Dekodierer mit nachgeschaltetem Digital-Analog-Wandler erfaßten Schaltzustände S_k dargestellt, welche dem Pulswechselrichter vom beschriebenen Beschleunigungsregelkreis mit d-Strom-Regelung kommandiert wurden. Die Messung erfolgte im lagegeregelten

Bild 5.14: a) Aus einem Beschleunigungsregelkreis mit d-Strom-

Regelung abgeleitete Schaltzustände S_k des

Pulswechselrichters sowie

b) zugehörige, gemessene Werte des auf den Mittelwert I_0 des Querstromes bezogenen Längstromes I_d und des Querstromes I_q einer mit konstantem Widerstandsmoment belasteten, permanenterregten Synchronmaschine.

Betrieb mit einer konstanten Änderungsgeschwindigkeit der Lage von $\dot{\gamma} = z_p \cdot \dot{\varepsilon}$ soll = $2 \cdot \pi \frac{\text{rad}}{\text{min}}$. Es ist deutlich erkennbar, wie durch Nutzung von vier, von jeweiligen Drehwinkel γ abhängigen Schaltzuständen ein Strom in Richtung der d-Achse der Maschine bestmöglich unterdrückt wird. Weiterhin sind die durch die Nutzungsharmonischen des Luftspaltfeldes der Versuchsmaschine begründeten, für die Erzeugung eines konstanten Drehmomentes erforderlichen Pulsationen des Querstromes der Maschine sichtbar.

5.2.2.3 Grenzen der Funktionsfähigkeit des Regelsystems für die Winkelbeschleunigung des Rotors einer permanent-

a) Grundsätzliche Begrenzung des Betriebsbereiches des beschleunigungsgeregelten Antriebes

Bei rotierendem Läufer einer belasteten Synchronmaschine tritt gemäß der auf Seite 46 angegebenen Gl. (5.22) auch dann eine vom Drehwinkel γ unabhängige Spannung in Richtung der d-Achse auf, wenn die d-Komponente des Maschinenstromes bestmöglich unterdrückt wird. Um den d-Strom der Maschine wie gefordert unterdrücken zu können, muß diese Spannung bei jedem Drehwinkel γ vom leistungselektronischen Steilglied aufgebracht werden. Ist die in der Maschine auftretende Spannung in deren d-Achse dem Betrage nach größer als jene, welche von der Stelleinrichtung aufgebracht werden kann, so ist keine kontrollierte Führung des Längstromes dieser Maschine mehr möglich. Das Ziel der folgenden Untersuchungen ist es, die Grenze des Regelsystems für die Drehbeschleunigung mit gleichzeitiger d-Strom-Regelung zu ermitteln, welche durch diese Randbedingung festgelegt wird.

b) Vereinfachende Voraussetzungen für die Ermittlung der Grenzen der Funktionsfähigkeit des Beschleunigungsgesetzes.

Für die folgenden Berechnungen ist wiederum vorausgesetzt, daß sich der Drehwinkel γ der Maschine infolge der hohen Taktfrequenz des Pulswechselrichters in einer für eine hinreichend genaue Mittelwertbildung der Maschinenspannungen erforderlichen Zeit nicht nennenswert ändert.

Die in den auf den Seiten 46 und 47 angegebenen Gln. (5.22) und (5.24) enthaltenen Augenblickswerte u_d , u_q , i_d und i_q der interessierenden Maschinengrößen können dann durch die für stationären Betrieb gültigen Mittelwerte U_d , U_q , I_d und I_q ersetzt werden.

Weiterhin wird im folgenden ein vom Drehwinkel γ unabhängiges, konstantes Widerstandsmoment M_W vorausgesetzt; Reibungs- und Pendelmomente werden vernachlässigt. Bei konstanter Winkelgeschwindigkeit ω_m der Maschine ist dann, wie aus Bild 5.1 hergeht, ein konstanter Querstrom erforderlich. Da dazuhin der Längstrom vorausgesetzungsgemäß auf dem Wert Null gehalten werden soll, sind die Ableitungen dieser Ströme I_d und I_q nach der Zeit angegebenen Beziehung (5.22) zu

$$U_d = -\omega_{el} \cdot L \cdot I_q \quad (5.36)$$

angegeben werden.

Die folgenden Untersuchungen werden auf den Bereich des von den Zeigern S_1 und S_2 eingeschlossenen Drehwinkels von

$$0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{3} \quad (5.37)$$

beschränkt. Aufgrund der Ausführungen des vorstehenden Kapitels werden dann die auf Seite 59 in Bild 5.13 hervorgehobenen Spannungszeiger $\underline{S}_1, \underline{S}_2, \underline{S}_4$ und \underline{S}_5 für das dort beschriebene Regelverfahren herangezogen. Wie aus Gründen der zyklischen Aufeinanderfolge der in Bild 5.13 eingetragenen Zeiger \underline{S}_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) leicht einsichtig ist, können die in diesem Winkelbereich gewonnenen Ergebnisse unmittelbar für alle Winkelbereiche

$$\left. \begin{aligned} z \cdot \frac{\pi}{3} \leq \gamma \leq (z+1) \cdot \frac{\pi}{3} \\ \text{mit } z = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \right\} \quad (5.38)$$

übernommen werden.

Zusätzlich erfolgt eine Beschränkung auf positive Werte der Winkelgeschwindigkeit ω_{el} und des Querstromes I_q . Gemäß Gl. (5.36) muß dann vom Pulswechselrichter eine negative Spannung U_d sowie gemäß der auf Seite 53 angegebenen Gl. (5.28) eine positive Spannung U_q aufgebracht werden. Durch Symmetrieverlegungen kann unmittelbar nachgewiesen werden, daß die gewonnenen Ergebnisse auch auf andere Vorzeichenkombinationen von ω_{el} und I_q übertragbar sind.

Schließlich seien noch die Widerstände R_1 der Ständerwicklungen für die folgenden, grundsätzlichen Überlegungen vernachlässigt.

c) Prinzipielle Vorgehensweise bei der Ermittlung der Grenzen der Funktionsfähigkeit des Beschleunigungsregelkreises

Das Ziel der folgenden Berechnungen ist es, jenen Bereich der Drehzahl-Drehmoment-Ebene zu ermitteln, in welchem eine ordnungsgemäße Funktion des beschriebenen Beschleunigungsregelkreises sichergestellt werden kann. In diesem Bereich muß der Pulswechselrichter für alle Drehwinkel γ gleichzeitig zwei Bedingungen erfüllen. Zum einen muß er in der Lage sein, die

für die Aufrechterhaltung des Querstromes erforderliche Spannung U_q zur Verfügung zu stellen. Zum anderen muß er unter Einhaltung der erstgenannten Bedingung in der Lage sein, die in Gl. (5.36) angegebene Spannung U_d einzustellen.

Unter den im vorstehenden Punkt b) genannten vereinfachenden Voraussetzungen besteht eine direkte Proportionalität zwischen dem Drehmoment der Maschine und deren Querstrom. Gemäß dem Bereich III des auf Seite 31 wiedergegebenen Bildes 5.1 kann der Zusammenhang zwischen diesen beiden Größen damit zu

$$M_L = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \psi_M \cdot I_q \quad (5.39)$$

angegeben werden.

Bezieht man das Drehmoment sowie den Querstrom auf deren Nennwerte, so ergibt sich der sehr einfache Zusammenhang

$$\frac{M_L}{M_N} = \frac{I_q}{I_{qN}} \quad (5.40)$$

Wie aus dem Bereich II des Bildes 5.1 hervorgeht ist der Mittelwert I_q des Querstromes i_q dann konstant, wenn die vom Pulswechselrichter aufgebrachte Spannung U_q gleich der in der Maschine indizierten Spannung U_q ist. Die letztgenannte Spannung ergibt sich dabei zu

$$U_q = z_p \cdot \psi_M \cdot \omega_m \quad (5.41)$$

Im quasistationären Betrieb besteht somit ein direkter Zusammenhang zwischen der vom Pulswechselrichter einzustellenden Spannung U_q und der mechanischen Drehzahl n gemäß

$$U_q = z_p \cdot \psi_M \cdot 2 \cdot \pi \cdot n \quad (5.42)$$

Infolgedessen ist eine kontrollierte Führung des Querstromes nur unterhalb jener Grenzdrehzahl

$$n_{\max} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot z \cdot p \cdot \psi_M} \cdot U_{q\max} \quad (5.43)$$

möglich, bei welcher vom Pulswechselrichter höchstens jene Spannung $U_{q\max}$ gefordert wird, welche dieser für alle Drehwinkel γ mindestens zur Verfügung stellen kann.

Aus den Gln. (5.42) und (5.43) kann unmittelbar die Beziehung

$$\frac{U_q}{U_{q\max}} = \frac{n}{n_{\max}} \quad (5.44)$$

gewonnen werden. Diese Gleichung, welche den sehr einfachen Zusammenhang zwischen der induzierten Spannung der Maschine und deren mechanischer Drehzahl wiedergibt, gestattet eine anschauliche Interpretation der im folgenden abgeleiteten Ergebnisse.

Der Maximalwert der in Richtung der q -Achse einstellbaren Spannung ergibt sich bei vorgegebenem Drehwinkel γ durch Projektion des nächstgelegenen Zeigers S_k auf diese Achse (siehe Bild 5.15).

Wie unmittelbar eingesehen werden kann, nimmt diese Projektion für einen Winkel $\gamma = \frac{\pi}{6}$ ihren Mindestwert an. Die Spannung $U_{q\max}$ ergibt sich demnach zu

$$U_{q\max} = U_S \cdot \cos \frac{\pi}{6} \quad (5.45)$$

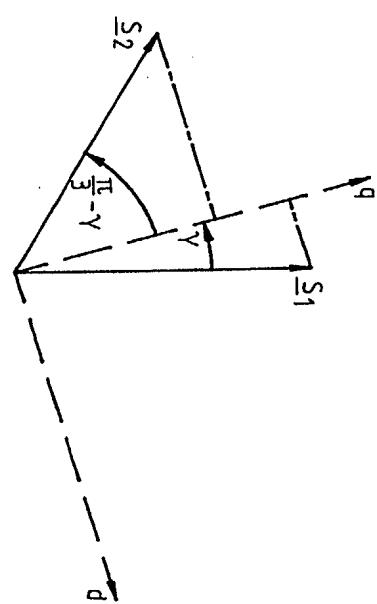


Bild 5.15: Ermittlung der maximal einstellbaren Spannung in Richtung der q -Achse als Funktion des Drehwinkels γ .

Die Ermittlung jenes, von der Drehzahl abhängigen Drehmomentes, welches maximal zulässig ist, ohne daß die ordnungsgemäße Funktion des Beschleunigungsregelkreises beeinträchtigt wird, geschieht wie folgt: zunächst wird die bei gegebener Spannung U_q (und somit bei gegebener Drehzahl n) als Funktion des Drehwinkels γ maximal einstellbare Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ in Richtung der negativen d -Achse der Maschine berechnet. Anschließend wird jener Wert $-U_{d\min}$ dieser Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ ermittelt, welcher den kleinsten Betrag aufweist. Übersteigt die vom Belastungszustand

der Maschine abhängige Spannung $-U_d$ nach Gl. (5.36) diesen Minimalwert $-U_{d\min}$, so kann der Längstrom der Maschine nicht mehr im gesamten betrachteten Winkelbereich auf dem Wert Null gehalten werden. Die Grenze des zulässigen Betriebsbereiches des Antriebes kann also durch Berechnung jenes Querstromes erfolgen, welcher bei gegebener Drehzahl n eine Spannung $-U_d$ hervorruft, die gleich groß ist wie die ebenfalls von der Drehzahl abhängige Spannung $-U_{d\min}$.

d) Berechnung der Grenze der Funktionsfähigkeit des Beschleunigungsregelkreises

Im hier betrachteten Winkelbereich $0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{3}$ werden nach den Ausführungen des vorstehenden Kapitels nur die Spannungszeiger \underline{S}_1 , \underline{S}_2 , \underline{S}_4 und \underline{S}_5 für die Regelung der Drehbeschleunigung zugelassen (siehe auch Bild 5.13 auf Seite 59).

Die maximal einstellbare Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ ergibt sich dann, wenn für die Einstellung der gewünschten Spannung U_q nur jene dieser Spannungszeiger herangezogen werden, die eine Komponente in Richtung der negativen d -Achse der Maschine aufweisen. Tabelle 5.4 gibt den hier interessierenden Teil der auf Seite 49 angegebenen Tabelle 5.1 wieder, in welchem die d - und q -Komponenten der vom Beschleunigungsregelkreis zugelassenen Spannungszeiger zusammengefaßt sind.

	$\frac{U_q}{U_S}$	$\frac{U_d}{U_S}$
\underline{S}_1	$\cos \gamma$	$\sin \gamma$
\underline{S}_2	$\cos(\gamma - \frac{1}{3}\pi)$	$\sin(\gamma - \frac{1}{3}\pi)$
\underline{S}_4	$-\cos \gamma$	$-\sin \gamma$
\underline{S}_5	$-\cos(\gamma - \frac{1}{3}\pi)$	$-\sin(\gamma - \frac{1}{3}\pi)$

Tabelle 5.4: Komponenten der für die Beschleunigungsregelung mit gleichzeitiger Regelung des Längstromes der Maschine im Winkelbereich $0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{3}$ zugelassenen Spannungszeiger \underline{S}_k (mit $k = 1, 2, 4, 5$) in Richtung der Längs- und der Querachse.

Aus der im betrachteten Winkelbereich gültigen Beziehung

$$\gamma - \frac{1}{3} \cdot \pi \leq 0 \quad (5.46)$$

und den in Tabelle 5.4 angegebenen Komponenten $\frac{U_d}{U_S}$ der Ständerspannung folgt, daß nur die beiden Spannungszeiger \underline{S}_2 und \underline{S}_4 eine negative Komponente U_d aufweisen. Die Spannung $-U_d$ kann dann ihren größten Wert annehmen, wenn es möglich ist, die geforderte Spannung U_q nur mit Hilfe dieser beiden letztgenannten Zeiger (\underline{S}_2 und \underline{S}_4) einzustellen.

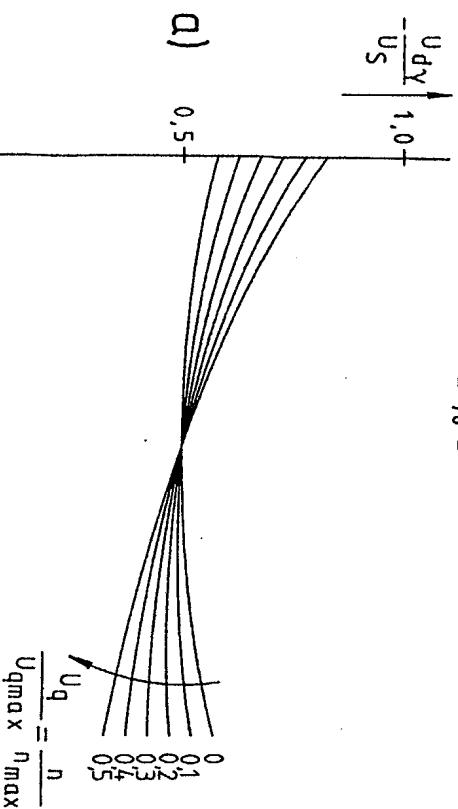
Unter T_k werde im folgenden die Zeitdauer verstanden, in welcher ein Zeiger \underline{S}_k während des für die Mittelwertbildung des resultierenden Spannungszeigers betrachteten Zeitintervalls eingesetzt wird. Unter alleiniger Nutzung der Zeiger \underline{S}_2 und \underline{S}_4 (also $k = 2, 4$) ergeben sich die Spannungen U_q und U_d dann zu

$$U_q = \frac{1}{T_2 + T_4} \cdot U_S \cdot [T_2 \cdot \cos(\gamma - \frac{1}{3}\pi) - T_4 \cdot \cos(\gamma)] \quad (5.47)$$

und

$$U_d = \frac{1}{T_2 + T_4} \cdot U_S \cdot [T_2 \cdot \sin(\gamma - \frac{1}{3}\pi) - T_4 \cdot \sin(\gamma)] \quad (5.48)$$

Bei gegebener Spannung U_q sowie gegebenem Drehwinkel γ kann nach Gl. (5.47) das Verhältnis der Verweildauern T_2 und T_4 in den Schaltzuständen \underline{S}_2 und \underline{S}_4 ermittelt werden. Unter Kenntnis dieses Verhältnisses $\frac{T_4}{T_2}$ kann dann über die Gl. (5.48) der zugehörige Wert der maximal einstellbaren Spannung in Richtung der negativen d -Achse der Maschine ermittelt werden. Diese Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ ist in Bild 5.16a) als Funktion des Drehwinkels γ dargestellt. Als Parameter dient dort die für eine Aufrechterhaltung des Querstromes erforderliche Spannung U_q , welche gemäß Gl. (5.44) direkt proportional zur Drehzahl der Maschine ist.



$$\frac{U_q}{U_{q\max}} = \frac{n}{n_{\max}}$$

Werden nur die beiden Zeiger S_2 und S_4 zur Einstellung des Spannungsraumzeigers herangezogen, so ergibt sich eine Grenzdrehzahl n_{grenz} , oberhalb derer die Spannung U_q nicht mehr in der gewünschten Weise eingestellt werden kann. Die zu dieser Grenzdrehzahl gehörige Spannung $U_{q\text{grenz}}$ ergibt sich durch Projektion des Zeigers S_2 auf die q -Achse der Maschine (vgl. Bild 5.15 auf Seite 67). Der Spannungszeiger S_4 wird nämlich wegen seiner negativen Komponente U_q (vgl. Tabelle 5.4) in diesem Grenzfall nicht zur Spannungseinstellung herangezogen. Die aus der genannten Projektion hervorgehende Maschinenspannung U weist für $\gamma = 0$ einen Minimalwert

$$U_{q\text{grenz}} = U_S \cdot \cos(-\frac{1}{3}\pi) = \frac{1}{2} \cdot U_S \quad (5.49)$$

auf. Diese kann mit Hilfe der Gl. (5.45) auch in der Form

$$U_{q\text{grenz}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \cdot U_{q\max} = 0,58 \cdot U_{q\max} \quad (5.50)$$

angegeben werden.

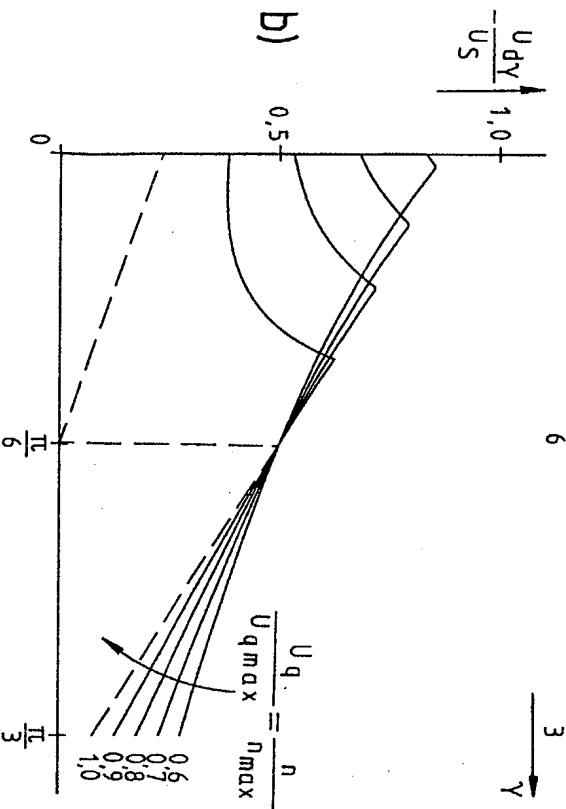
Hervorzuheben ist, daß diese Spannung $U_{q\text{grenz}}$ weder vom Belastungszustand noch von der Größe der Streuinduktivität der Maschine abhängt. Sie stellt vielmehr eine durch den Wechselrichter bedingte Grenze dar.

Die zugehörige Grenzdrehzahl berechnet sich nach den Gln. (5.42) und (5.43) zu

$$n_{\text{grenz}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot z \cdot \psi_M} \cdot U_{q\text{grenz}} = 0,58 \cdot n_{\max}. \quad (5.51)$$

Oberhalb dieser Grenzdrehzahl n_{grenz} muß dann, wenn die geforderte Spannung U_q nicht mehr mit Hilfe der Zeiger S_2 und S_4 eingestellt werden kann, der Zeiger S_1 anstelle von S_4 für deren Einstellung herangezogen werden.

Für Werte des Drehwinkels $\gamma > 0$ kann unter ausschließlicher



$$\frac{U_q}{U_{q\max}} = \frac{n}{n_{\max}}$$

stellbare Spannung $-U_{d/y}(\gamma)$ in Richtung der negativen d -Achse der Maschine als Funktion des elektrischen

- a) $0 \leq U_q \leq 0,58 \cdot U_{q\max}$ und
- b) $0,58 \cdot U_{q\max} < U_q \leq U_{q\max}$.

Bild 5.16: Mit Hilfe der Zeiger S_k (mit $k = 1, 2, 4, 5$) maximal einstellbare Spannung $-U_{d/y}(\gamma)$ in Richtung der negativen d -Achse der Maschine als Funktion des elektrischen Drehwinkels γ und der geforderten Spannung U_q für

Nutzung des Zeigers S_2 eine vom Drehwinkel γ abhängige Spannung U_{q0} eingestellt werden, welche größer als die in Gl. (5.50) angegebene Spannung $U_{q\text{grenz}}$ ist. Bei gegebenem Drehwinkel γ_0 kann wiederum durch Projektion des Zeigers S_2 auf die q-Achse jene Spannung U_{q0} gefunden werden, welche mit Hilfe dieses Zeigers maximal eingestellt werden kann; sie ergibt sich zu

$$U_{q0} = U_S \cdot \cos(\gamma_0 - \frac{1}{3}\pi) \quad (5.52)$$

Diese Beziehung (5.52) kann wie folgt interpretiert werden:

Ist die vom Pulswechselrichter einzustellende Spannung U_q größer als $U_S \cdot \cos(-\frac{1}{3}\pi)$, dann existiert ein Grenzwinkel γ_0 , oberhalb dessen die Maschinenspannung mit Hilfe der Spannungszeiger S_2 und S_4 eingestellt werden kann; im Bereich $0 \leq \gamma \leq \gamma_0$ muß anstelle des Zeigers S_4 (welcher zufolge Tabelle 5.4 eine negative d-Komponente aufweist) der Zeiger S_1 für die Einstellung der Maschinenspannung U herangezogen werden (obwohl dieser keine negative d-Komponente aufweist).

U_q und U_d ergeben sich dann zu

$$U_q = \frac{1}{T_1+T_2} \cdot U_S \cdot [T_1 \cdot \cos(\gamma) + T_2 \cdot \cos(\gamma - \frac{1}{3}\pi)] \quad (5.53)$$

sowie

$$U_d = \frac{1}{T_1+T_2} \cdot U_S \cdot [T_1 \cdot \sin(\gamma) + T_2 \cdot \sin(\gamma - \frac{1}{3}\pi)] \quad (5.54)$$

Bei gegebener Spannung U_q sowie gegebenem Drehwinkel γ kann nach Gl. (5.53) das zu deren Einstellung erforderliche Verhältnis der Verweildauern T_1 und T_2 in den Schaltzuständen S_1 und S_2 ermittelt werden. Unter Kenntnis dieses Verhältnisses $\frac{T_1}{T_2}$ kann dann über Gl. (5.54) der zugehörige Wert der maximal einstellbaren Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ ermittelt werden. Diese Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$

ist in dem auf Seite 70 angegebenen Bild 5.16b) für Drehzahlen oberhalb der Grenzdrehzahl n_{grenz} nach Gl. (5.51) dargestellt. Als Parameter dient dort die der Drehzahl direkt proportionale Spannung U_q . Die Knickstellen der wiedergegebenen Kurven liegen bei den von der vorgegebenen Spannung U_q abhängigen Drehwinkeln γ_0 , welche aus Gl. (5.52) ermittelt werden können. Im Grenzfall $U_q = U_{q\text{max}}$ ergibt sich ein Winkel γ_0 von $\gamma_0 = \frac{\pi}{6}$ (strichlierte Kurve des Bildes 5.16b). Unmittelbar vor diesem Drehwinkel wird die volle Stellreserve des Pulswechselrichters zur Einstellung der Spannung U_q benötigt. Infolgedessen kann keine Spannung in Richtung der negativen d-Achse aufgebracht werden; somit kann gemäß Gl. (5.36) ($U_d = -\omega_{el} \cdot L \cdot I_q$) kein (drehmomentbildender) Querstrom geführt werden.

Wie in Punkt c) dieses Kapitels erläutert wurde, sollte die vom Belastungszustand der Maschine abhängige Spannung U_d nach Gl. (5.36) zu keinem Augenblick dem Betrage nach größer sein als der Mindestwert $-U_{d\text{min}}$ der bei gegebener Spannung U_q maximal einstellbaren Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ in Richtung der negativen d-Achse. Ansonsten ist es nicht mehr möglich, den Längstrom der Maschine im gesamten Winkelbereich auf dem Wert Null zu halten.

Diese Mindestwerte $-U_{d\text{min}}$ sind in Bild 5.17 als Funktion der Spannung U_q dargestellt. Weiterhin ist dort strichliert der negative Wert der belastungsabhängigen Spannung U_d nach Gl. (5.36) für unterschiedliche Belastungszustände eingetragen. Den letztgenannten Kurven liegen die in Abschnitt 7 angegebenen Daten der in dieser Arbeit verwendeten Versuchsmaschine zugrunde.

Der Schnittpunkt dieser belastungsabhängigen Kurven $-U_d = f(U_q)$ mit der Kurve $-U_{d\text{min}} = f(U_q)$ gibt an, welchen Wert die Spannung U_q bei gegebenem Belastungszustand maximal annehmen darf. Berücksichtigt man die in den Gln. (5.40) und (5.44) angegebenen Zusammenhänge zwischen dem Querstrom und dem Drehmoment einerseits

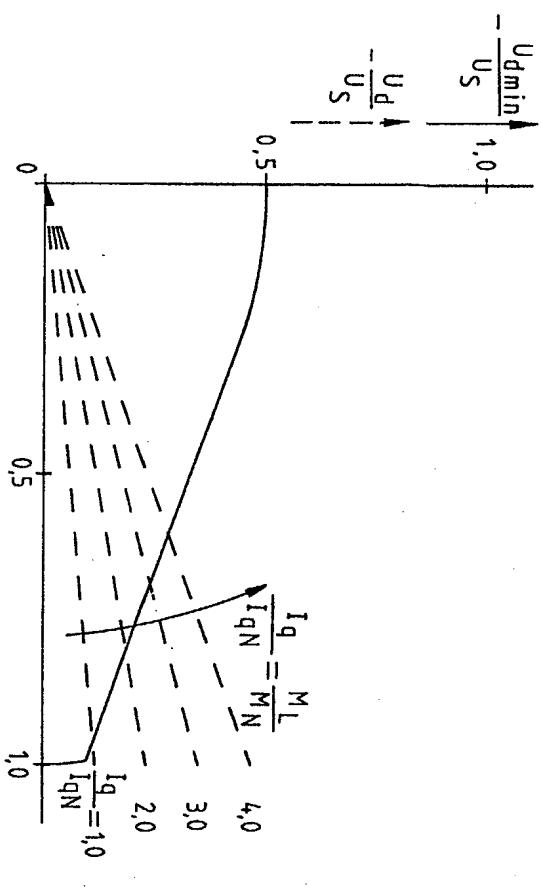


Bild 5.17: Mindestwerte $-U_d \text{ min}$ der vom Pulswechselrichter einstellbaren Spannung $-U_{dY} (Y)$ sowie vom Belastungszustand der Maschine abhängige Spannung $-U_d$ als Funktion der für die Aufrechterhaltung des Querstromes erforderlichen Spannung U_q .

sowie zwischen der Spannung U_q und der Drehzahl andererseits, so kann man mit Hilfe dieser Schnittpunkte die Drehzahl-Drehmoment-Grenzkurve angeben. Diese Grenzkurve ist in Bild 5.18 wiedergegeben. Die obere Grenze für das Drehmoment wird dort durch die Kennwerte der zugrundegelegten Versuchsmaschine festgelegt. Um irreversible Änderungen des Erregerfeldes der Maschine zu vermeiden, darf deren Querstrom den 6-fachen Wert des Nennstromes nicht überschreiten.

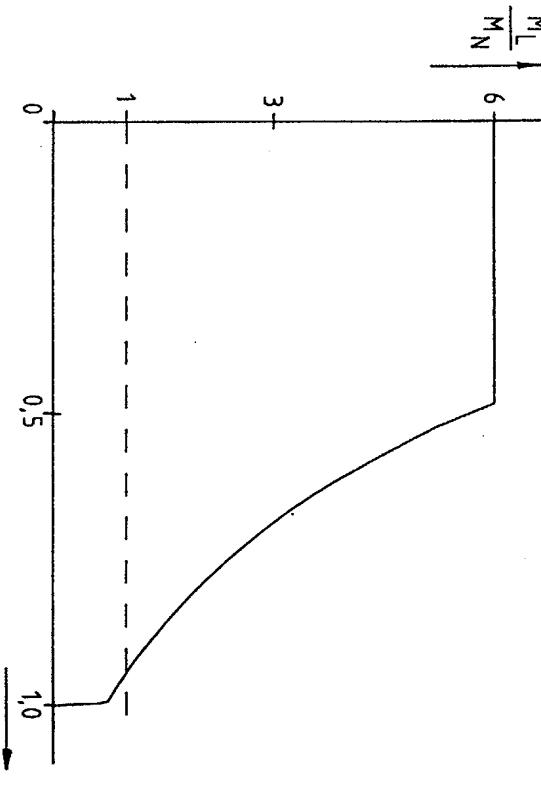


Bild 5.18: Drehzahl-Drehmoment-Grenzkurve des beschleunigungs-geregelten Antriebes der in Abschnitt 7 beschriebenen Modellanlage.

In Bild 5.18 wird deutlich, daß die Maschine des beschleunigungs-geregelten Antriebssystems auch bei vollständiger Unterdrückung des Längstromes in der Lage ist, nahezu bis zu ihrer Maximal-drehzahl hin das Nennmoment abzugeben. Insbesondere unterliegt der Antrieb in dem für Positioniersysteme interessierenden Bereich sehr kleiner Drehzahlen in seiner Überlastfähigkeit keinen Beschränkungen aufgrund des Steuerverfahrens.

In jenen Fällen, in welchen eine Erweiterung des Betriebsbereichs des Antriebes im Bereich hoher Drehzahlen erforderlich ist, kann diese unter Annahme geringfügiger Pulsationen des d-Stromes wie folgt vorgenommen werden.

e) Erweiterung des Betriebsbereiches des beschleunigungsgezeigelten Antriebes unter Hinnahme geringfügiger

Pulsationen des d-Stromes der Maschine

Wird von der Forderung abgegangen, daß der Längstrom im gesamten Winkelbereich $0 \leq \gamma \leq \frac{\pi}{3}$ auf dem Wert Null gehalten werden soll, dann kann das mögliche Arbeitsgebiet des Antriebes im Bereich hoher Drehzahlen erheblich erweitert werden. Im folgenden soll geklärt werden, bis zu welcher Betriebsgrenze der d-Strom der Maschine dann zwar einen pulsierenden Verlauf aufweist, in seinem Mittelwert aber immer noch kontrolliert geführt werden kann.

In dem neu zugelassenen Betriebsbereich muß ein Anwachsen des über einen Winkelbereich $\Delta\gamma = \frac{\pi}{3}$ gemittelten Wertes des (pulsierenden) Längstromes verhindert werden. Infogedessen darf der vom Pulswechselrichter maximal einstellbare Mittelwert $-U_{dmax}$ der über diesen Winkelbereich gemittelten Spannungen $-U_{dy}(\gamma)$ nicht kleiner sein als die vom Belastungszustand abhängige Spannung $-U_d$ nach Gl. (5.36).

Bei gegebener Drehzahl ergibt sich dieser maximal einstellbare Mittelwert aus der Spannung $-U_{dy}(\gamma)$, welche in dem auf Seite 70 dargestellten Bild 5.16 beispielhaft für einige Drehzahlen dargestellt ist, gemäß

$$-U_{dmax} = \frac{3}{\pi} \cdot \int_0^{\frac{\pi}{3}} -U_{dy}(\gamma) \, d\gamma. \quad (5.55)$$

Die nach Gl. (5.55) numerisch ermittelten Maximalwerte sind in Bild 5.19 in Abhängigkeit von der geforderten Spannung U_q dargestellt. Weiterhin ist dort strichliert die belastungsbabhängige Spannung $-U_d$ nach Gl. (5.36) für unterschiedliche Belastungszustände eingetragen. Letzteren Kurven liegen wiederum die in Abschnitt 7 angegebenen Daten der für diese Arbeit verwendeten Versuchsmaschine zugrunde. Der Schnittpunkt der belastungsbabhängigen Spannung $-U_d = f(U_q)$ mit der Kurve $-U_{dmax} = f(U_q)$ gibt an, welchen Wert die Spannung U_q und somit die Drehzahl n bei gegebenem Querstrom maximal annehmen darf, ohne daß der über einen Winkelbereich

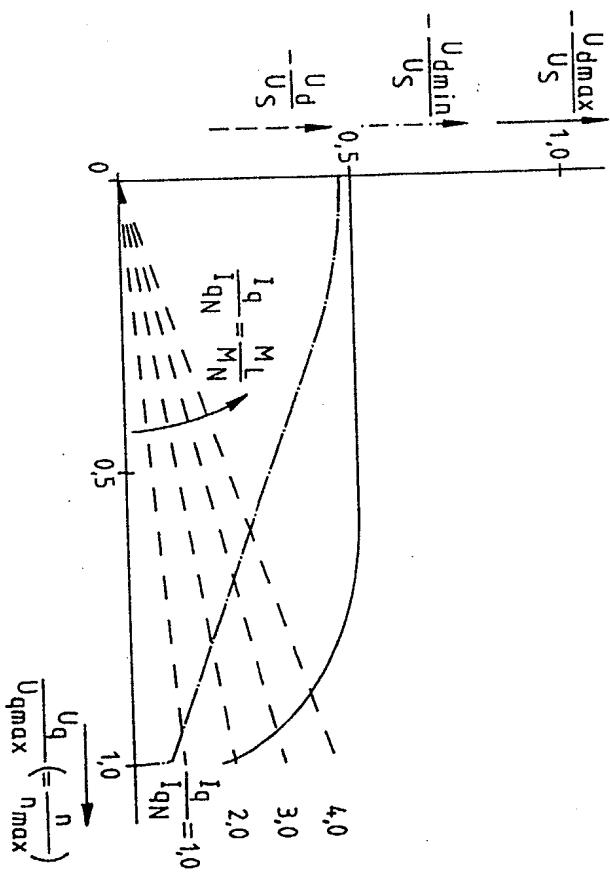


Bild 5.19: Maximalwerte $-U_{dmax}$ der vom Pulswechselrichter einstellbaren, über einen Winkelbereich $\Delta\gamma = \frac{\pi}{3}$ gemittelten Spannung $-U_{dy}(\gamma)$, Mindestwerte $-U_{dmin}$ der in diesem Winkelbereich einstellbaren Spannung sowie vom Belastungszustand abhängige Spannung $-U_d$ als Funktion der für die Aufrechterhaltung des Querstromes erforderlichen Spannung U_q .

$\Delta\gamma = \frac{\pi}{3}$ gemittelte Wert des Längstromes ständig größer wird. Schließlich ist in diesem Bild nochmals die Spannung $-U_{dmin} = f(U_q)$ eingetragen. Ein Vergleich der Schnittpunkte von $-U_d$ mit $-U_{dmin}$ einerseits und $-U_{dmax}$ andererseits zeigt, daß bei Hinnahme von Pulsationen des Längstromes eine erhebliche Erweiterung des Betriebsbereiches des Antriebes möglich ist. Diese Aussage wird auch durch die zugehörigen, in Bild 5.20 dargestellten

stellten Drehzahl-Drehmoment-Grenzkurven belegt.

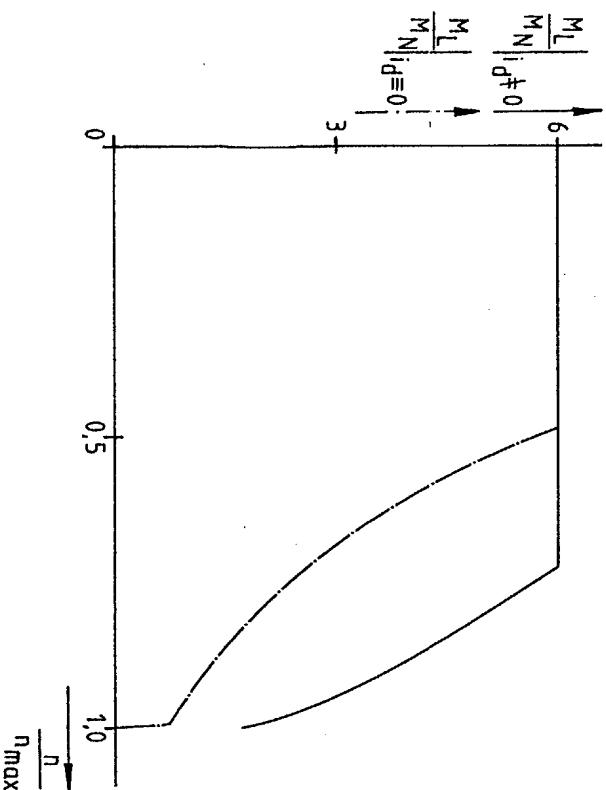


Bild 5.20: Grenzkurve des erweiterten Drehzahl-Drehmoment-

Bereiches des beschleunigungsgergelteten Antriebes
der in Abschnitt 7 beschriebenen Modellanlage (aus-
gezogen). Grenzkurve jenes Drehzahl-Drehmoment-Be-
reiches dieser Anlage in welchem der d-Strom voll-
ständig unterdrückt wird (strichpunktiert).

Außer der Grenzkurve für den in der beschriebenen Weise erwei-
terten Betriebsbereich ist dort strichpunktiert nochmals die
Grenzkurve jenes Bereiches dargestellt, in welchem der d-Strom
der Maschine vollständig unterdrückt werden kann.

Aus Bild 5.20 geht hervor, daß die Maschine selbst bei der
Maximaldrehzahl n_{\max} in der Lage ist, noch das 1,7-fache Nenn-

drehmoment abzugeben. Die sich dabei einstellenden Pulsationen des Längstromes sollen im folgenden kurz abgeschätzt werden.

**f) Abschätzung_der_Pulsationen_des_Längstromes_der_permanent-
erregten_Synchronmaschine_bei_Erweiterung_des_Betriebsbe-
reiches_des_beschleunigungsgergelteten_Antriebes_nach_el**

Die Ermittlung einer allgemeingültigen Beziehung für den zeit-
lichen Verlauf des Stromes I_d in dem nach Punkt e) erweiterten
Betriebsbereich erfordert einen erheblichen mathematischen Auf-
wand. Die Berechnung der maximalen Schwankungsbreite dieses pul-
sierenden Stromes ist jedoch sehr einfach möglich.

Bei gegebener Drehzahl der Maschine und somit gegebener Spannung U_q kann der zugehörige Verlauf der in d-Richtung einstellbaren Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$, welche in Bild 5.16 für einige Werte der Spannung U_q dargestellt ist, ermittelt werden. Weiterhin kann der in Bild 5.19 angegebene Mittelwert $-U_{d\max}$ dieser Spannung $-U_{d\gamma}(\gamma)$ bestimmt werden. Die vom Drehwinkel γ abhängige Differenz zwischen den Spannungen $-U_{d\max}$ und $-U_{d\gamma}(\gamma)$ muß von der Streuinduktivität der Maschine aufgenommen werden und führt zu einer Änderung des Stromes in Richtung der Längsachse. Die maximale Schwankungsbreite des Längstromes ergibt sich aus der gesamten positiven oder negativen Spannungszeitfläche, welche im betrachteten Winkelbe-
reich an der Streuinduktivität auftritt.

Das Ziel der folgenden Überlegungen ist es, die von den Pulsationen des Längstromes hervorgerufene, zusätzliche thermische Belastung der Maschine abzuschätzen. Dabei sei vorausgesetzt, daß der Mittelwert des Längstromes den Wert Null aufweise. Dies kann in einfacher Weise dadurch sichergestellt werden, daß der Regler für den d-Strom, wie in Bild 5.21 dargestellt ist, mit einem Integralanteil ausgestattet wird. Weiterhin ist in diesem Bild, welches das vollständige Blockschaltbild der in der Modell-
anlage realisierten Regeleinrichtung wiedergibt, ein Integral-

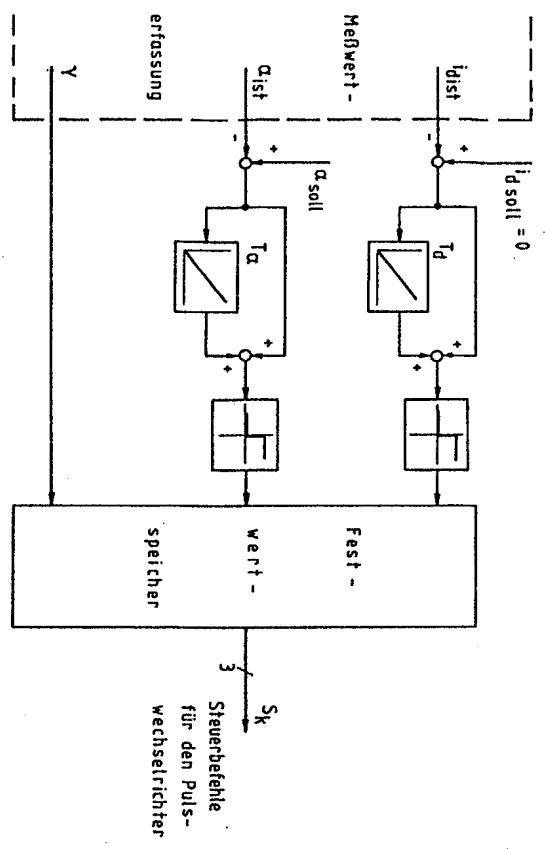


Bild 5.21: Blockschaltbild der ausgeführten Regeleinrichtung für die Drehbeschleunigung α einer permanenten-terregten Synchronmaschine.

anteil des Reglers für die Drehbeschleunigung α eingetragen.

Diese Ausführungsform des Drehbeschleunigungsreglers dient dazu, jene Grenzyklen im Regelkreis zu vermeiden, deren mögliches Auftreten in zeitdiskret arbeitenden Zweipunkt-Regelsystemen in Kapitel 5.2.2.1 ausführlich erörtert wurde.

Die Abschätzung für die Erhöhung des Effektivwertes der Maschinenströme bei Hinnahme von d-Strom-Pulsationen erfolgt beispielhaft anhand des Bildes 5.22. In diesem Bild ist der berechnete Verlauf des längstromes i_d im Winkelbereich $\Delta\gamma = \frac{\pi}{3}$ dargestellt; dabei ist ein Betrieb des Motors mit der maximal möglichen Dreh-

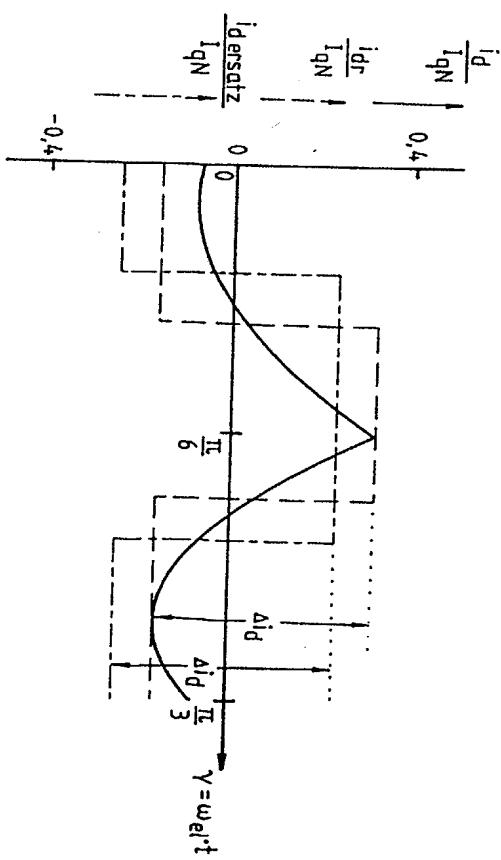


Bild 5.22: Berechneter Verlauf des längstromes i_d bei Betrieb der Maschine mit der Maximaldrehzahl n_{\max} sowie dem dann maximal möglichen Drehmoment M_L nach Bild 5.20 in Abhängigkeit des Drehwinkels γ (ausgezogene Kurve), zugehöriger Verlauf eines rechteckförmigen Stromes i_d mit gleichen Extremwerten und gleichem Mittelwert (strichlierte Kurve) sowie zugehöriger Verlauf eines rechteckförmigen Stromes i_d ersatz mit gleicher Schwankeungsbreite, gleichem Mittelwert und maximal möglichen Effektivwert.

zahl n_{\max} und bei Abgabe des maximal möglichen Drehmomentes in dem nach Punkt e) erweiterten Betriebsbereich vorausgesetzt. Der zugehörige Verlauf der vom Pulswechselrichter eingestellten Spannung $-U_{dy}(\gamma)$ ist dem auf Seite 70 angegebenen Bild 5.16b) zu entnehmen (strichlierte Kurve).

Infolge der grundsätzlich vorhandenen Streuinduktivitäten der Maschine weist der Längstrom i_d einen stetigen Verlauf auf. Wie recht einfach nachgewiesen werden kann ist der Effektivwert dieses Stromes geringer als der Effektivwert eines angenommenen Stromes i_d mit rechteckförmigen Verlauf (siehe strichlierte Kurve des Bildes 5.22), welcher in folgenden Eigenschaften mit dem erstgenannten übereinstimmt:

- Die Extremwerte beider Ströme sind gleich groß und der arithmetische Mittelwert beider Ströme ist gleich Null.

Wie des Weiteren leicht nachgewiesen werden kann, weist ein rechteckförmiger Strom, dessen Mittelwert bei gegebener Schwan- kungsbreite Δi gleich Null ist, dann den maximal möglichen Effektivwert auf, wenn seine Extremwerte gleiche Beträge aufweisen.

Eine obere Grenze für den Effektivwert des Stromes i_d und somit auch des Stromes i_d kann demnach dann ermittelt werden, wenn man den Effektivwert eines zugehörigen Stromes i_d ersetzt (strichpunktierter Kurve des Bildes 5.22) mit folgenden Eigenschaften berechnet:

- Die obere Grenze für den Effektivwert des Stromes i_d und somit auch des Stromes i_d kann demnach dann ermittelt werden, wenn man den Effektivwert eines zugehörigen Stromes i_d ersetzt (strichpunktierter Kurve des Bildes 5.22) mit folgenden Eigenschaften berechnet:
- Die obere Grenze für den Effektivwert des Stromes i_d und i_d ersetzt ist gleich groß;
- der positive und der negative Wert des Stromes i_d ersetzt weisen gleiche Beträge auf; diese sind gleich der halben Schwan- kungsbreite Δi des Stromes i_d und
- die positiven und negativen Strom-Zeit-Flächen sind im betrach- teten Winkebereich gleich groß.

Bild 5.23a) zeigt die unter diesen Annahmen berechnete Amplitude i_d des Stromes i_d ersetzt für den in Abschnitt 7 beschriebenen Versuchs- antrieb bei dessen Betrieb an der Drehzahl-Drehmoment-Grenze nach Punkt e); als Bezuggröße dient dort der bei Abgabe des Nendreh- momentes fließende Querstrom I_{QN} . Weiterhin sind in Bild 5.23a) nochmals die Drehzahl-Drehmoment-Grenzkurven des Betriebsbereiches mit vollständiger Unterdrückung des Längstromes (strichpunktierter Kurve) sowie des Betriebsbereiches mit pulsierendem Längstrom (strichlierte Kurve) dargestellt. Im Bereich I des Bildes 5.23

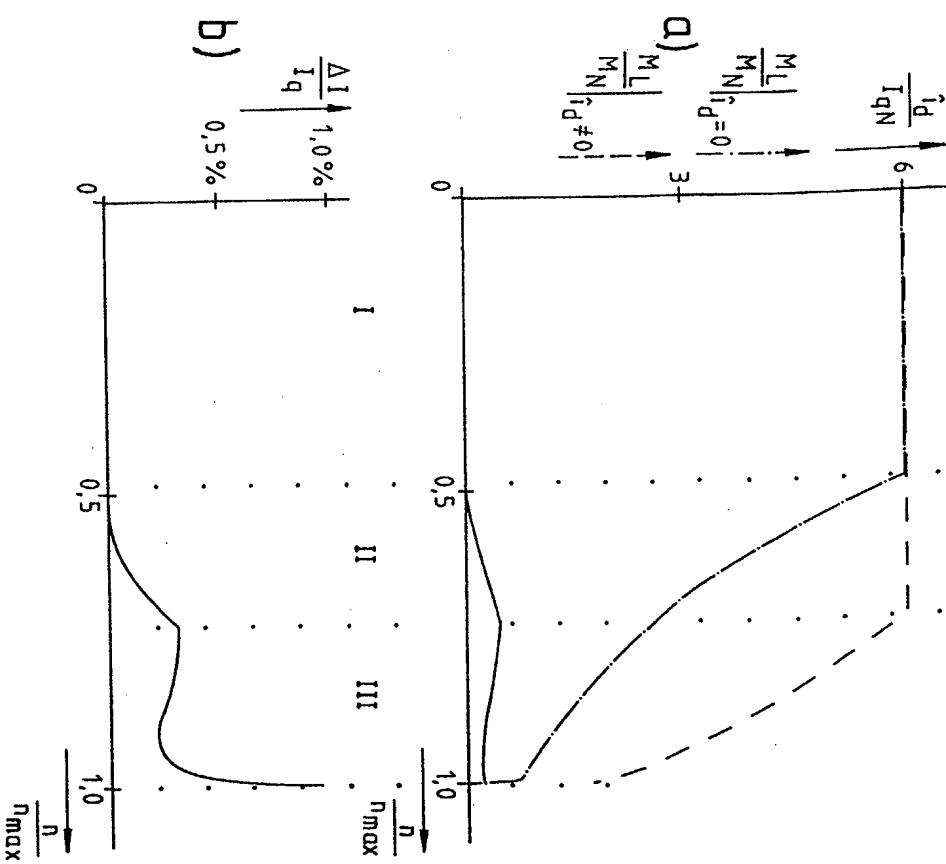
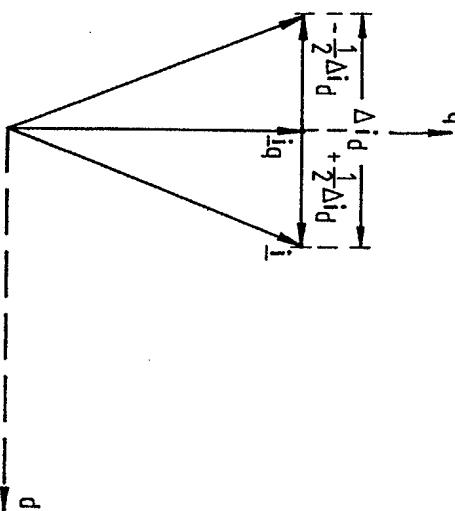


Bild 5.23: a) Amplitude $i_d = \frac{1}{2} \cdot \Delta i_d$ des Stromes i_d ersetzt für die beschleunigungsgerregelte Synchronmaschine als Funktion der Drehzahl sowie Drehzahl-Drehmoment-Grenzkurven des Antriebes bei vollständiger Unterdrückung (strichpunktierter Kurve) und bei Hinnahme von Pulsationen (strichlierte Kurve) des Längstromes.
 b) Erhöhung des Effektivwertes der Maschinenströme aufgrund der Pulsationen des Längstromes.

wird das Drehmoment durch die Maschine limitiert; der Längstrom kann entsprechend den Ausführungen des Punktes d) vollständig unterdrückt werden. Im Bereich II kann der Motor immer noch mit seinem maximalen Drehmoment betrieben werden; allerdings müssen hierfür pulsationen des Längsstromes hingenommen werden. Im Bereich III ist eine Reduktion des Drehmomentes erforderlich; in diesem Bereich muß dafür gesorgt werden, daß die vom Belastungszustand abhängige Spannung $-U_d$ nach Gl. (5.36) ($U_d = -\omega_1 \cdot L \cdot I_d$) nicht größer ist als der Mittelwert $-U_{d\max}$ der vom Pulswechselrichter einstellbaren Spannung in Richtung der negativen d-Achse der Maschine.

Unter Zuhilfenahme eines Stromes i_d ersetzt entsprechend Bild 5.22

kan auch die Zunahme des Effektivwertes der resultierenden Maschinenströme abgeschätzt werden, welche durch die pulsationen des d-Stromes höchstens hervorgerufen wird. Der Längstrom wechselt dabei voraussetzungsgemäß bei einem gleichbleibenden Betrag von $\frac{1}{2} \cdot \Delta i_d$ periodisch das Vorzeichen (siehe Bild 5.24).



Unter Voraussetzung eines konstanten Querstromes weist die Amplitude des resultierenden Stromraumzeigers dann den konstanten Wert

$$I = \sqrt{i_q^2 + \left(\frac{1}{2} \cdot \Delta i_d\right)^2} \quad (5.56)$$

auf. Die Zunahme der Amplitude dieses Zeigers und somit die Zunahme des Effektivwertes der Maschinenströme aufgrund der pulsationen des Längsstromes kann zu

$$\frac{\Delta I_d}{i_d} = \left(\frac{I}{i_d} - 1 \right) \quad (5.57)$$

angegeben werden. Diese Erhöhung der Maschinenströme ist in Bild 5.23b als Funktion der Drehzahl dargestellt. Dabei wurde ein Betrieb der Anlage an der maximal möglichen Drehzahl-Drehmoment-Grenzkurve nach Punkt e) zugrundegelegt. Aus diesem Bild geht hervor, daß die Zunahme der Amplitude des Stromraumzeigers (und somit auch des Effektivwertes der Maschinenströme) im gesamten Betriebsbereich kleiner als 1 % ist. Die hierdurch hervorgerufene zusätzliche thermische Beanspruchung der Maschine bedarf daher in der Praxis keiner besonderen Beachtung. Dies gilt darüberhinaus auch deshalb, weil dieser erweiterte Betriebsbereich bei Positionierantrieben nur sehr kurzzeitig für schnelle Beschleunigungsvorgänge durchlaufen wird.

5.2.2.4 Anwendbarkeit des Verfahrens zur Ableitung der Steuerbefehle für den Pulswechselrichter aus einem Beschleunigungsregelkreis

In den vorstehenden Kapiteln wurden zwei Ausführungsformen der innersten Regel schleife von Positionierantrieben erläutert. Einerseits war dies die bekannte Variante als Regelkreis für den Querstrom der Maschine, andererseits die neuartige Ausführungsform als Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Rotors. Die letztergenannte Version weist zwei wesentliche Vorteile auf.

Bild 5.24: Ermittlung der oberen Grenze für die Erhöhung des Effektivwertes der Maschinenströme aufgrund von pulsationen des d-Stromes.

zum einen wird auf eine mechanische Größe geregelt, aus welcher über einfache Integralglieder die letztendlich interessierenden Größen Drehzahl und Drehwinkel hervorgehen. Alle auf der Regelstrecke einwirkenden Störgrößen greifen, wie auch aus dem auf Seite 31 wiedergegebenen Bild 5.1 hervorgeht, innerhalb der innersten Regelschleife an. Ihre Auswirkungen werden somit schnellstmöglich erkannt und ausgeregelt. In Abschnitt 7 wird nachhaltig belegt, daß diese Vorgehensweise zu einer wesentlichen Verbesserung des Störübertragungsverhaltens des Antriebes führt.

Zum anderen erfolgt die Auswahl der Schaltzustände des Puls-

wechselrichters nicht über einzelne Stromregler, welche jedem Wechselrichterzweig zugeordnet sind. Bei dieser Art der Stromregelung werden vom Pulswechselrichter im quasistationären Betrieb unabhängig vom Drehwinkel γ alle Schaltzustände S_k (mit $k = 1, 2, \dots, 6$) zur Führung der Maschinenströme benutzt [9].

Es werden somit nicht nur jene Schaltzustände ausgewählt, welche die zu regelnde mechanische Größe schnellstmöglich beeinflussen. Soll dieser Nachteil vermieden werden, so müssen die Schaltbefehle für die einzelnen Wechselrichterzweige aus einer gemeinsamen Steuereinheit abgeleitet werden. Im Fall des Puls-

wechselrichters immer nur jene Schaltzustände zugelassen, welche bei gegebenem Drehwinkel der Maschine deren Drehbeschleunigung schnellstmöglich beeinflussen. Die Auswahl der zugelassenen Schaltzustände hat jedoch unter der Randbedingung zu erfolgen, daß der Längstrom der Maschine bestmöglich unterdrückt wird. Auf diese Weise erfolgt eine wesentlich bessere Nutzung der im Umrichter verfügbaren Stellreserve als bei Einsatz eines unterlagerten Stromregelkreises.

Die praktische Nutzanwendung des beschriebenen Verfahrens der Beschleunigungsregelung sei anhand der in den drei vorstehenden Kapiteln wiedergegebenen Meß- und Simulationsergebnisse für einen Positionierantrieb kurz erläutert.

Positioniersysteme werden im zeitlichen Mittel überwiegend im Bereich sehr kleiner Drehzahlen betrieben. Hier werden von ihnen ein sehr guter Rundlauf sowie kurze Reaktionszeiten bei Änderungen der Führungsgröße und bei der Ausregelung von Störeinflüssen gefordert. Durch die unmittelbare Regelung der Drehbeschleunigung in einem Zweipunktregelkreis sind die besten Voraussetzungen für sehr gute Rundlaufeigenschaften sowie für sehr kurze Reaktionszeiten gegeben. Der Antrieb unterliegt in diesem Drehzahlbereich auch im Hinblick auf seine Überlastbarkeit keinen im Steuerverfahren begründeten Beschränkungen. Diese Aussage wird durch das auf Seite 74 angegebene Bild 5.17 belegt.

Eine vollständige Unterdrückung des Längstromes ist möglich, solange die vom Belastungszustand abhängige Spannung U_d nach Gl. (5.36) ($U_d = -u_{el} \cdot L \cdot I^q$) dem Betrage nach kleiner ist als die vom Pulswechselrichter einstellbare Spannung U_{dmin} ; dies ist für alle Betriebspunkte unterhalb der ausgezogenen Kurve des Bildes 5.17 der Fall. Wie aus Bild 5.18 hervorgeht, wird das Drehmoment des Antriebes in diesem Bereich kleiner Drehzahlen durch das maximal zulässige Drehmoment der Synchronmaschine limitiert.

Um beim Anfahren neuer Positionen kurze Übergangszeiten zu erreichen, wird ein hohes Beschleunigungsvermögen des Antriebes angestrebt. Ist die maximale Verstellgeschwindigkeit erreicht, so wird im allgemeinen der Maschine kein nennenswertes Drehmoment mehr abverlangt. Wie durch Bild 5.18 belegt wird, kann der letztgenannte Betriebszustand mit Hilfe des beschriebenen Regelverfahrens ohne Hinnahme von Pulsationen des d-Stromes aufrechterhalten werden; die Beschleunigung des Antriebes muß jedoch beim Übergang in diesen Betriebszustand mit zunehmender Drehzahl stark reduziert werden.

Dieser Mangel kann weitgehend beseitigt werden, wenn während dieser nur kurzzeitig auftretenden Übergänge eine geringfügige Pulsation des Längstromes hingenommen wird. Die vom Belastungs-

zustand abhängige Spannung $-\bar{U}_d$ kann dann so weit angehoben werden, bis sie gleich dem maximal einstellbaren Mittelwert der vom Pulswechselrichter einstellbaren Spannung $-\bar{U}_{dmax}$ ist. Somit sind auch alle Betriebspunkte des auf Seite 77 angegebenen Bildes 5.19 zwischen der strichpunktiierten Kurve (unterhalb derer der Längstrom vollständig unterdrückt werden kann) und der ausgezogenen Kurve (bis zu welcher der Mittelwert des Längstromes kontrolliert geführt werden kann) einstellbar. Die zugehörige Erweiterung des möglichen Drehzahl-Drehmoment-Bereiches geht aus Bild 5.20 hervor. Die nun erforderliche Reduktion des Drehmomentes im Bereich hoher Drehzahlen dürfte im wesentlichen jener entsprechen, welche sich auch beim stromgeregelten Antrieb ergibt.

In Bild 5.23 ist schließlich noch die Erhöhung der Maschinenströme aufgrund jener Pulsationen des Längstromes dargestellt, welche sich bei Nutzung des erweiterten Drehzahl-Drehmoment-Bereiches maximal ergeben. Infolge der Geringfügigkeit dieser Erhöhung ist die hieraus resultierende, zusätzliche thermische Belastung der Maschine vernachlässigbar klein. Diese Aussage wird noch durch den Umstand bestärkt, daß die Beschleunigungsvorgänge im allgemeinen nur einen unwesentlichen Anteil der gesamten Betriebszeit des Antriebes in Anspruch nehmen.

Das Verfahren der Ableitung der Steuerbefehle für den Pulswechselrichter aus einem Zweipunkt-Regelkreis für die Drehbeschleunigung des Rotors einer Synchronmaschine dürfte somit den Wünschen des Anwender uneingeschränkt genügen.

zustand abhängige Spannung $-\bar{U}_d$ kann dann so weit angehoben werden, bis sie gleich dem maximal einstellbaren Mittelwert der vom Pulswechselrichter einstellbaren Spannung $-\bar{U}_{dmax}$ ist. Somit sind auch alle Betriebspunkte des auf Seite 77 angegebenen Bildes 5.19 zwischen der strichpunktiierten Kurve (unterhalb derer der Längstrom vollständig unterdrückt werden kann) und der ausgezogenen Kurve (bis zu welcher der Mittelwert des Längstromes kontrolliert geführt werden kann) einstellbar. Die zugehörige Erweiterung des möglichen Drehzahl-Drehmoment-Bereiches geht aus Bild 5.20 hervor. Die nun erforderliche Reduktion des Drehmomentes im Bereich hoher Drehzahlen dürfte im wesentlichen jener entsprechen, welche sich auch beim stromgeregelten Antrieb ergibt.

6. Die Meßwert erfassung

Bei den in Abschnitt 5 beschriebenen Ausführungen des Regel-Systems müssen aus der Regelstrecke Meßwerte für die Lage des Maschinenrotors, dessen Winkelgeschwindigkeit und Winkelbeschleunigung sowie für die Maschinenströme gewonnen werden.

Die Erfassung der Ströme bereitet dank des Vorhandenseins geeigneter, potentialtrennender Meßglieder keine Probleme; die Erfassung der übrigen genannten Größen bedarf jedoch einer genaueren Betrachtung.

6.1 Die Erfassung der Winkelbeschleunigung des Rotors

Prinzipien zur berührungsfreien Erfassung einer Drehbeschleunigung sind seit langem bekannt und erprobt [36, 37, 38, 39]. Allen ausgeführten Beschleunigungssensoren ist jedoch gemeinsam, daß sie einen, für die Realisierung eines hochdynamischen Beschleunigungsregelkreises (nach Kapitel 5.2.2.2) nicht vernachlässigbaren Frequenzgang $F_a(p)$ aufweisen. Um auch einen dynamisch verwertbaren Meßwert \underline{a}_1 für die Beschleunigung \underline{a} zu erhalten, ist eine Korrektur des mit dem Frequenzgang $F_a(p)$ des Beschleunigungssensors gewichteten Signales für die Drehbeschleunigung \underline{a} (Bild 6.1) erforderlich.

In der Praxis kann der Frequenzgang $F_a(p)$ in guter Näherung durch jenen eines Verzögerungsgliedes 1. Ordnung gemäß

$$F_a(p) = \frac{1}{1+pt} \quad (6.1)$$

angegeben werden [38]. Der Meßwert \underline{a}_1 stimmt demnach stationär ($p = 0$) mit der tatsächlich vorhandenen Beschleunigung \underline{a} überein; er weist jedoch dynamisch erhebliche Abweichungen von derselben auf. Eine Korrektur des Meßwertes \underline{a}_1 ist

In den bisherigen Überlegungen wurde immer vorausgesetzt, daß alle interessierenden Größen der Regelstrecke in idealer Weise erfaßt werden können. Um diese Annahme in ausreichend guter Näherung erfüllen zu können, bedarf es einer geeigneten Ausführung der Meßwertgeber nebst zugehöriger Signalaufbereitung.

Ausführungsform der Meßeinrichtung vermieden werden.

Für die Beschreibung dieser Meßeinrichtung sei zunächst angenommen, daß die tatsächlich vorhandene Beschleunigung $\underline{\alpha}$ des Rotors als Eingangssignal für eine Korrektureinheit, welche den Frequenzgang F_K aufweist, zur Verfügung steht. Durch Addition der Ausgangssignale $\underline{\alpha}^*$ des Beschleunigungssensors sowie $\underline{\alpha}_K$, der Korrektoreinheit (Bild 6.3) kann dann ein Signal $\underline{\alpha}_{\text{ist}}$ gemäß

$$\underline{\alpha}_{\text{ist}} = F_\alpha \cdot \underline{\alpha} + F_K \cdot \underline{\alpha} \quad (6.3)$$

kann prinzipiell durch Einsatz eines Meßfilters durchgeführt werden, welches den Frequenzgang

$$F_{\text{meß}} = \frac{1}{1 + pT} = 1 + pT \quad (6.2)$$

aufweist (Bild 6.2).

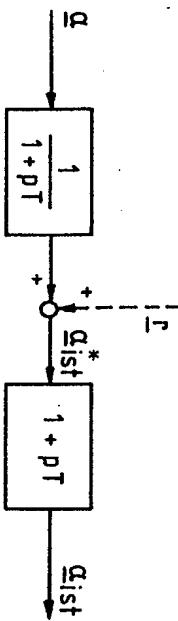


Bild 6.1: Blockschaltbild des Beschleunigungssensors

und unter Berücksichtigung des in Gl. (6.1) angegebenen Frequenzganges $F_\alpha(p)$ muß $F_K(p)$ der Beziehung

$$F_K(p) = \frac{pT}{1 + pT} \quad (6.5)$$

genügen. Das Ausgangssignal dieser Korrektoreinheit weist zufolge dieser Beziehung (6.5) keinen Gleichanteil auf ($F_K(0) = 0$). Die angestrebte Korrektur des Ausgangssignales $\underline{\alpha}^*$ des Beschleunigungssensors kann demnach auch mit Hilfe einer anderen Systemgröße erfolgen, welche die Drehbeschleunigung dynamisch maßgeblich beeinflußt. Diese Systemgröße kann aufgrund der Annahme gefunden werden, daß die Änderungsgeschwindigkeit des auf den Nennstrom bezogenen Querstromes der Maschine sehr viel größer ist als jene der auf das Nennmoment bezogenen Summe aller Pendel-, Widerstands- und Reibmomente.

Wie aus dem Bereich III des auf Seite 31 angegebenen Bildes 5.1 unmittelbar ersichtlich ist, besteht dann eine direkte Proportionalität zwischen den Änderungsgeschwindigkeiten $\frac{d\alpha}{dt}$, des

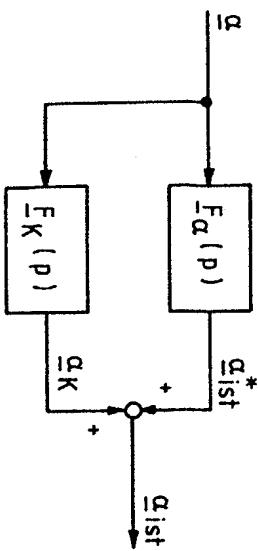


Bild 6.3: Korrektur des Meßwertes $\underline{\alpha}_{\text{ist}}^*$ des Beschleunigungssensors mit Hilfe einer Korrektureinheit.

Beschleunigungsmomentes m_{α} und $\frac{d\omega}{dt}q$, des Querstromes i_q der Maschine. Infolge der auf Seite 32 angegebenen Bewegungsgleichung ($m_{\alpha} = J \cdot \frac{d\omega}{dt} = J \cdot \alpha$) besteht dann auch eine direkte Proportionalität zwischen den Änderungsgeschwindigkeiten der Drehbeschleunigung α sowie des Querstromes i_q der Maschine gemäß

$$\frac{d\alpha}{dt} = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \psi_M \cdot \frac{1}{J} \cdot \frac{di_q}{dt} \quad (6.6)$$

Nach Durchführung einer Fouriertransformation kann diese Gl. (6.6) auch in der Form

$$p \cdot \underline{\alpha} = C_{\alpha} \cdot p \cdot \underline{i}_q \quad \text{mit} \quad (6.7)$$

$$C_{\alpha} = \frac{3}{2} \cdot z_p \cdot \psi_M \cdot \frac{1}{J} \quad (6.8)$$

geschrieben werden. Der in Gl. (6.3) enthaltene Term $F_K(p) \cdot \underline{\alpha}$, welcher unter Berücksichtigung der Gl. (6.5) auch in der Form

$$F_K \cdot \underline{\alpha} = \frac{T}{1+pT} \cdot p \cdot \underline{\alpha} \quad (6.9)$$

darstellbar ist, kann dann mit Hilfe der Gl. (6.7) auch als

$$F_K \cdot \underline{\alpha} = \frac{T}{1+pT} \cdot C_{\alpha} \cdot p \cdot \underline{i}_q \quad (6.10)$$

angegeben werden. Die angestrebte Korrektur des Ausgangssignales $\underline{\alpha}_{\text{ist}}^*$ des Meßwertgebers kann also, wie im Bild 6.4 dargestellt ist, mit Hilfe des über eine differenzierende Korrektureinheit erfaßten Querstromes der Maschine geschehen.

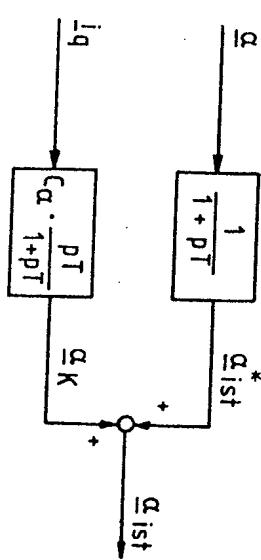


Bild 6.4: Korrektur des Meßwertes $\underline{\alpha}_{\text{ist}}^*$ des Beschleunigungssensors mit Hilfe des Querstromes i_q der Maschine.

6.2 Die Erfassung der Winkelgeschwindigkeit des Rotors

Der Einsatz eines Gebersystems für die Drehbeschleunigung der Welle der Maschine bietet neben den in Kapitel 5.2 geschilderten Vorteilen auch noch die Möglichkeit der hochgenauen Erfassung der mechanischen Winkelgeschwindigkeit des Rotors durch den Aufbau eines Teilstreckenbeobachters [40, 41] nach Bild 6.5.

Der in der Praxis übliche Einsatz eines gesonderten Gebers für die Winkelgeschwindigkeit des Rotors der Maschine ist dann nicht mehr erforderlich; gleiches gilt für die alternativ mögliche Differentiation des Signales für die Rotorlage, mit der eine erhebliche Erhöhung des Störpegels des Drehzahlsignals verbunden wäre.

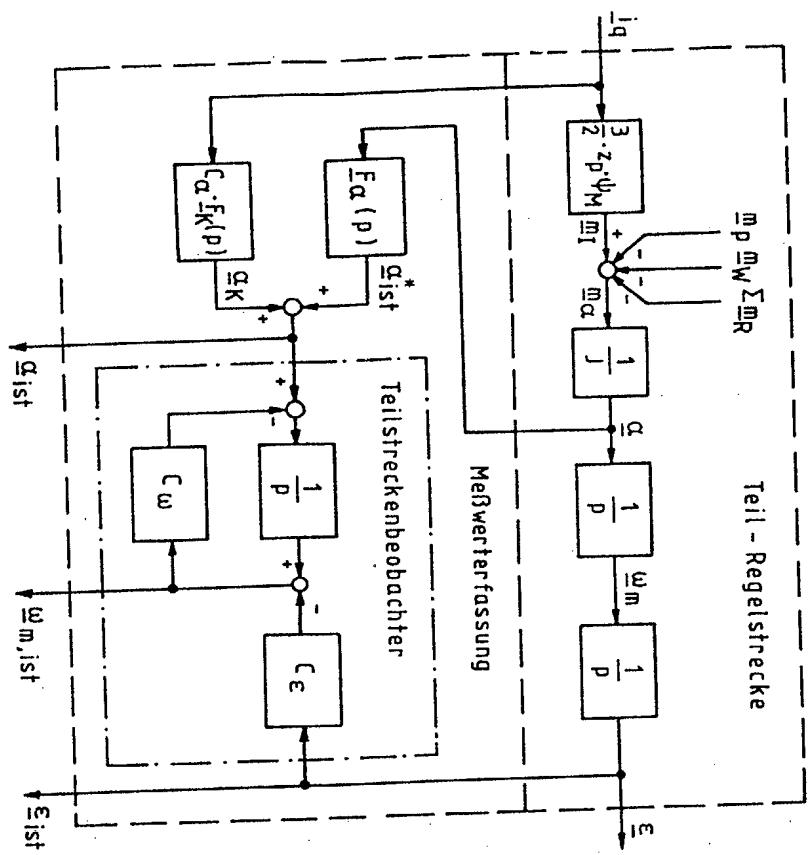


Bild 6.5: Realisierung eines Teilstreckenbeobachters für die Winkelgeschwindigkeit des Rotors.

6.3 Die Erfassung des mechanischen Drehwinkels ϵ des Rotors
Um die Qualität des Positioniersystems durch die Eigenschaften des Lageerfaßsystems in möglichst geringem Maße zu beeinträchtigen, sind an letzteres im wesentlichen zwei Forderungen zu stellen:

Einerseits wird eine nahezu unendlich hohe Auflösung des Lage-istwertes gefordert. Meßwertgeber, welche ein quantisiertes Lagesignal generieren, sind daher für die gestellte Aufgabe grundsätzlich ungeeignet.

Andererseits soll das verwendete Meßverfahren keinen prinzipiell bedingten Tiefpaßcharakter aufweisen, welcher z.B. im Phasenregelkreis der Auswerteelektronik eines Resolvers grundsätzlich vorhanden ist.

Im folgenden wird ein Lageerfaßsystem beschrieben, welches die gestellte Aufgabe in nahezu idealer Weise zu erfüllen vermag [42].

6.3.1 Meßsystem für eine stationär und dynamisch hochwertige Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels von seinem vorgegebenen Sollwert

Als Randbedingung für die Entwicklung des im folgenden vorgestellten Meßsystems für eine hochwertige Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels von seinem vorgegebenen Sollwert wurde die Forderung erhoben, daß dasselbe unter Einsatz jenes Typs von Meßwertgebern realisiert werden sollte, welcher in der Industrie die weiteste Verbreitung aufweist. Bei diesen Meßwertgebern werden im allgemeinen zwei Signale u_1 und u_2 erzeugt, welche bestmöglich die folgenden Anforderungen erfüllen

sollen:

- Die Signale sollen einen in Abhängigkeit vom Drehwinkel sinusförmigen Verlauf aufweisen.
- Das Argument dieser sinusförmigen Signale soll ein ganzes Vielfaches $g \cdot \varepsilon$ des mechanischen Drehwinkels ε sein.

$$\beta = g \cdot \varepsilon \quad (6.11)$$

- Das Signal u_1 soll gegenüber u_2 eine Phasenverschiebung von $\phi_1 = \frac{\pi}{2}$ aufweisen.
- Die Amplituden \hat{u}_1 und \hat{u}_2 der Signale u_1 und u_2 sollen einen konstanten und einheitlichen Wert \hat{u} aufweisen.

Werden diese Anforderungen erfüllt, so können die Signale u_1 und u_2 in der Form

$$u_1 = \hat{u} \cdot \sin \beta \quad \text{und} \quad (6.12)$$

$$u_2 = \hat{u} \cdot \cos \beta \quad (6.13)$$

beschrieben werden.

6.3.1.1 Erläuterung der grundsätzlichen Funktionsweise bekannter Lageerfasssysteme

Die Erfassung des Drehwinkels des Rotors erfolgt bei Einsatz dieser Meßwertgeber vornehmlich durch eine Erfassung der Null-durchgänge der Signale u_1 und u_2 , sowie eine (drehrichtungsabhängige) Erfassung der dabei generierten Zählimpulse in einem Speicherbaustein. Am Ausgang dieses Speicherbausteins steht dann das in Bild 6.6 dargestellte, quantisierte Signal $u_{\beta 1}$ zur Verfügung. In jenen Fällen, in welchen hohe Anforderungen an die Positioniergenauigkeit und Positionierruhe eines Antriebssystems gestellt werden, muß eine Interpolation dieses Signales $u_{\beta 1}$ vorgenommen werden. Diese Interpolation kann mit Hilfe einer,

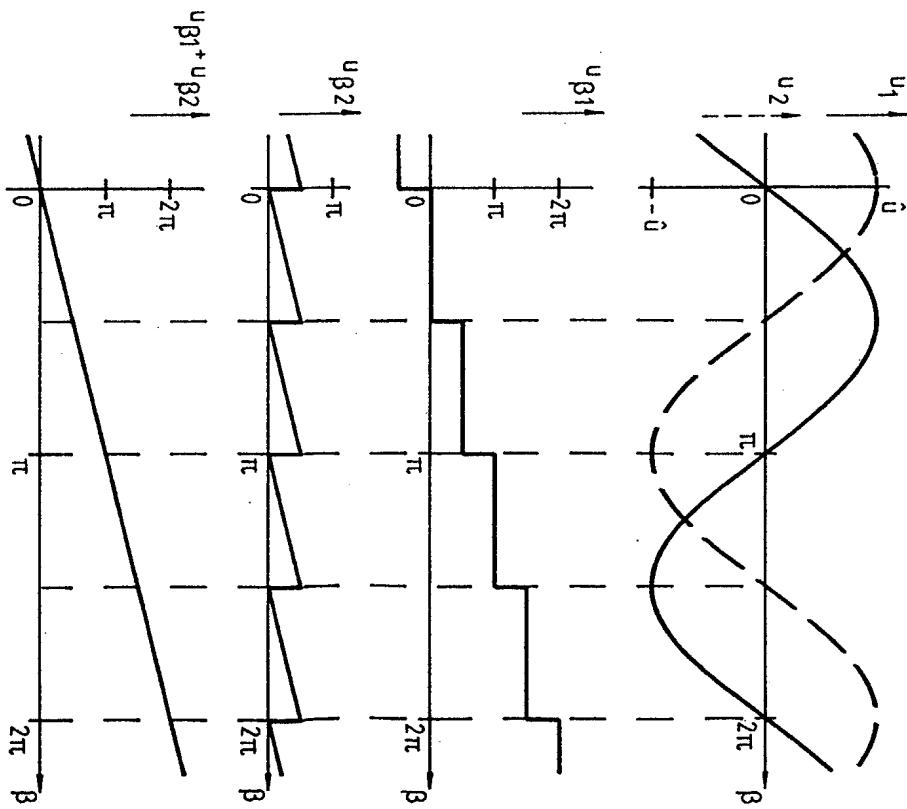


Bild 6.6: Ermittlung eines mechanischen Drehwinkels durch Auswertung der Nulldurchgänge der Signale u_1 und u_2 eines Meßwertgebers sowie Interpolation des dabei entstehenden quantisierten Signales $u_{\beta 1}$.

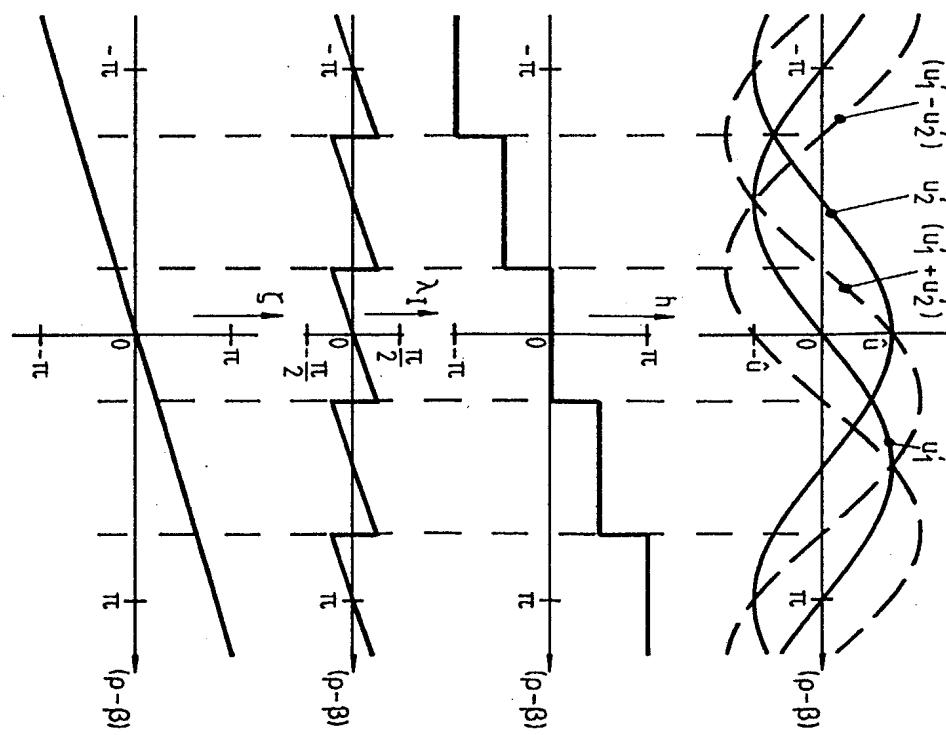
aus den Signalen u_1 und u_2 abzuleitenden, sägezahnförmigen Funktion $u_{\beta 2}$ des Drehwinkels β gemäß Bild 6.6 erfolgen.

Die Ausgangssignale realer Geber weisen aber Abweichungen von den in den Gln. (6.12) und (6.13) angegebenen Verläufen auf. Infolgedessen stellen sich auch Abweichungen der Interpolationsfunktion $u_{\beta 2}$ von ihrem in Bild 6.6 dargestellten Verlauf ein. Dieser Umstand führt zu Unstetigkeitsstellen im Verlauf der interpolierten Funktion $u_{\beta 1} + u_{\beta 2}$, welche eine exakte und ruhige Positionierung an diesen Stellen nicht zulassen. Dieser Mangel solcher Systeme wird bei der im folgenden dargestellten Ausführungsform eines Lageerfasstsystems grundsätzlich vermieden.

6.3.1.2 Erläuterung der grundsätzlichen Funktionsweise eines neuartigen Lageerfasstsystems

Der Grundgedanke für dieses neuartige Erfassystem besteht darin, die Zählimpulse für den Speicherbaustein nicht aus den Signalen u_1 und u_2 abzuleiten, sondern aus den neu zu bildenden Signalen u_1' und u_2' , welche aus u_1 und u_2 durch eine Phasendrehung um den Sollwert ρ für den Drehwinkel β gemäß

$$\begin{aligned} u_1' &= \varrho \cdot \sin(\rho - \beta) & \text{und} \\ u_2' &= \varrho \cdot \cos(\rho - \beta) \end{aligned} \quad (6.14)$$



gebildet werden. Im angestrebten Zustand (Sollwert $\rho = \text{Istwert } \beta$) sollen Unstetigkeitsstellen im Ausgangssignal des Meßsystems vermieden werden. Infogedessen ist es zweckmäßig, die Zählimpulse für den Speicherbaustein nicht aus den Nulldurchgangen der Signale u_1' und u_2' nach den Gln. (6.14) und (6.15) abzuleiten, sondern aus den in Bild 6.7 eingetragenen Signalen

Bild 6.7: Grundsätzlicher Ansatz zur Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels β von einem vorgegebenen Sollwert ρ .

$$u_1' + u_2' = \sqrt{2} \cdot \hat{a} \cdot \sin(\rho - \beta + \frac{\pi}{4}) \quad \text{und} \quad (6.16)$$

$$u_1' - u_2' = \sqrt{2} \cdot \hat{a} \cdot \sin(\rho - \beta - \frac{\pi}{4}) \quad . \quad (6.17)$$

Wird die am Ausgang des Speicherbausteines anstehende Funktion h der Winkeldifferenz $(\rho - \beta)$ mit Hilfe der - ebenfalls in Bild 6.7 eingetragenen - Funktion λ_I interpoliert, so ergibt sich eine Funktion ζ , welche folgende Eigenschaften hat:

- Die Funktion ζ weist, unabhängig vom vorgegebenen Sollwert ρ für $\rho = \beta$ den Wert Null auf;
- die Funktion ζ verläuft in einem weiten Bereich um den Punkt $\rho = \beta$ linear und weist insbesondere in jenem Bereich, welcher infolge einer unvermeidlichen Systemruhe im Regelkreis um den Punkt $\rho = \beta$ herum durchlaufen wird, prinzipbedingt keine Unstetigkeitsstelle auf.

Für die Bildung der Funktion ζ müssen zunächst die Funktionen u_1' und u_2' sowie eine Funktion λ , deren Verlauf in guter Näherung mit jenem der Funktion λ_I übereinstimmt, gewonnen werden. Dies kann in einfacher Weise mit Hilfe der Ausgangsgrößen u_1 und u_2 des Meßwertgebers sowie dem Sollwert ρ für den Drehwinkel β geschehen. Hierfür erzeugt man über Funktionsgeneratoren, welche als einfache Festwertspeicher ausgeführt sein können, aus dem Sollwinkel ρ die Funktionen $\sin \rho$ und $\cos \rho$. Die eigentliche Phasendrehung der Funktionen u_1 und u_2 um den Sollwinkel ρ wird dann durch deren Verknüpfung mit den neu gebildeten Funktionen $\sin \rho$ und $\cos \rho$ gemäß

$$u_1' = \hat{a} \cdot \sin(\rho - \beta) = \hat{a} \cdot (\sin \rho \cdot \cos \beta - \cos \rho \cdot \sin \beta) \quad (6.18)$$

und

$$u_2' = \hat{a} \cdot \cos(\rho - \beta) = \hat{a} \cdot (\cos \rho \cdot \cos \beta + \sin \rho \cdot \sin \beta) \quad (6.19)$$

erreicht (Bild 6.8).

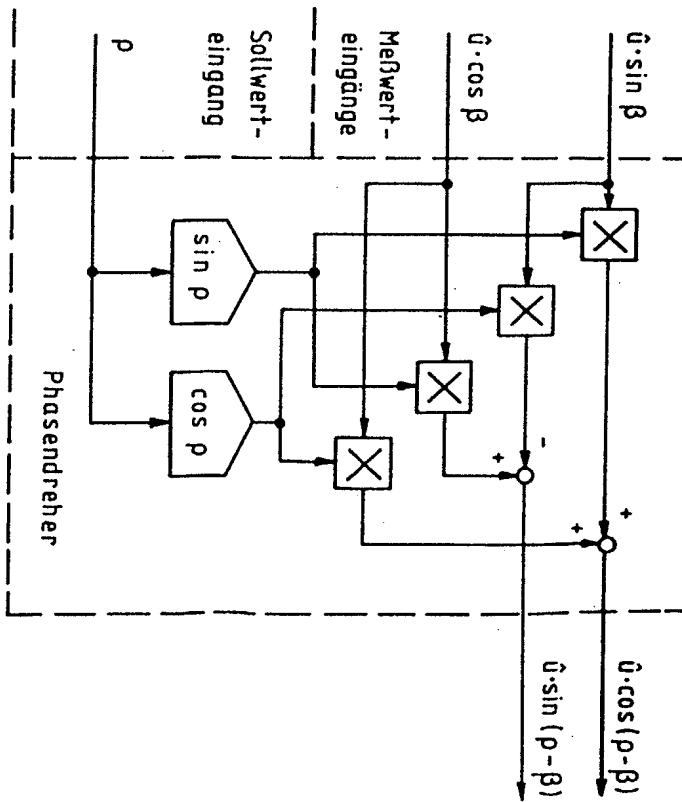


Bild 6.8: Phasendrehung der an den Meßwerteingängen anstehenden Funktionen $\hat{a} \cdot \sin \beta$ und $\hat{a} \cdot \cos \beta$ um den am Sollwerteingang anstehenden Sollwinkel ρ .

Die gesuchte Funktion λ kann, wie in Bild 6.9 dargestellt ist, abschnittsweise aus einer der Funktionen u_1' und u_2' sowie den hieraus durch Inversion hervorgehenden Funktionen $-u_1'$ und $-u_2'$ gebildet werden. Durch gewichtete Addition der in Bild 6.7 dargestellten Funktion h und der in Bild 6.9 wiedergegebenen Funktion λ gemäß

$$\zeta = h + c_\lambda \cdot \lambda \quad \text{mit} \quad (6.20)$$

$$c_\lambda = \frac{\sqrt{2}}{4} \cdot \frac{\pi}{4} \quad (6.21)$$

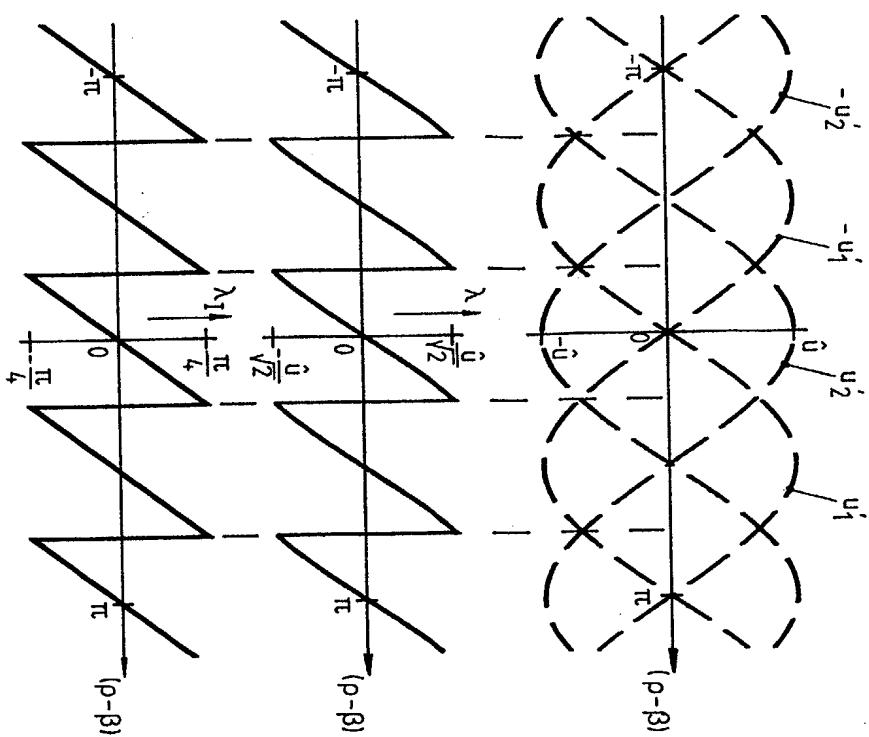


Bild 6.9: Bildung einer Funktion λ , welche eine sehr gute Übereinstimmung mit der idealisierten Funktion λ_I aufweist.

kann dann eine Funktion ζ der Winkeldifferenz $(\rho-\beta)$ gewonnen werden, welche in jedem Punkt in sehr guter Näherung mit der Winkeldifferenz $(\rho-\beta)$ übereinstimmt.

Wie vorstehend dargelegt ist, wird bei jedem Vorzeichenwechsel einer der Funktionen $(u_1' + u_2')$ und $(u_1' - u_2')$ ein Zählimpuls für den Speicherbaustein ausgelöst. Weiterhin kann über die Vorzeichenkombination dieser Funktionen in eindeutiger Weise die Auswahl jener Funktion u_1' , u_2' , $-u_1'$ oder $-u_2'$ erfolgen, welche bei gegebener Winkeldifferenz $(\rho-\beta)$ zur Bildung der Funktion λ herangezogen werden soll. Hierfür werden, wie aus den in Bild 6.10 wiedergegebenen Kurvenverläufen und dem in Bild 6.11 dargestellten Ausführungsbeispiel der zugehörigen Auswahlleinheit hervorgeht, zunächst die Vorzeichen V_1 und V_2 der Funktionen u_1' und u_2' sowie $u_1' + u_2'$ und $u_1' - u_2'$ gemäß

$$V_1 = \operatorname{sgn} (u_1' + u_2') \quad \text{und} \quad (6.22)$$

$$V_2 = \operatorname{sgn} (u_1' - u_2') \quad (6.23)$$

sowie deren komplementäre Größen

$$\bar{V}_1 = \operatorname{sgn} (-u_1' - u_2') \quad \text{und} \quad (6.24)$$

$$\bar{V}_2 = \operatorname{sgn} (-u_1' + u_2') \quad (6.25)$$

ermittelt. Durch einfache logische Verknüpfungen dieser binären Funktionen V_1 , V_2 , \bar{V}_1 sowie \bar{V}_2 kann dann jene der Funktionen u_1' , u_2' , $-u_1'$ und $-u_2'$ ermittelt und zur Bildung der Funktion λ herangezogen werden, deren Verlauf mit dem erwünschten Verlauf der in Bild 6.7 eingetragenen idealisierten Funktion λ_I momentan bestmöglich übereinstimmt.

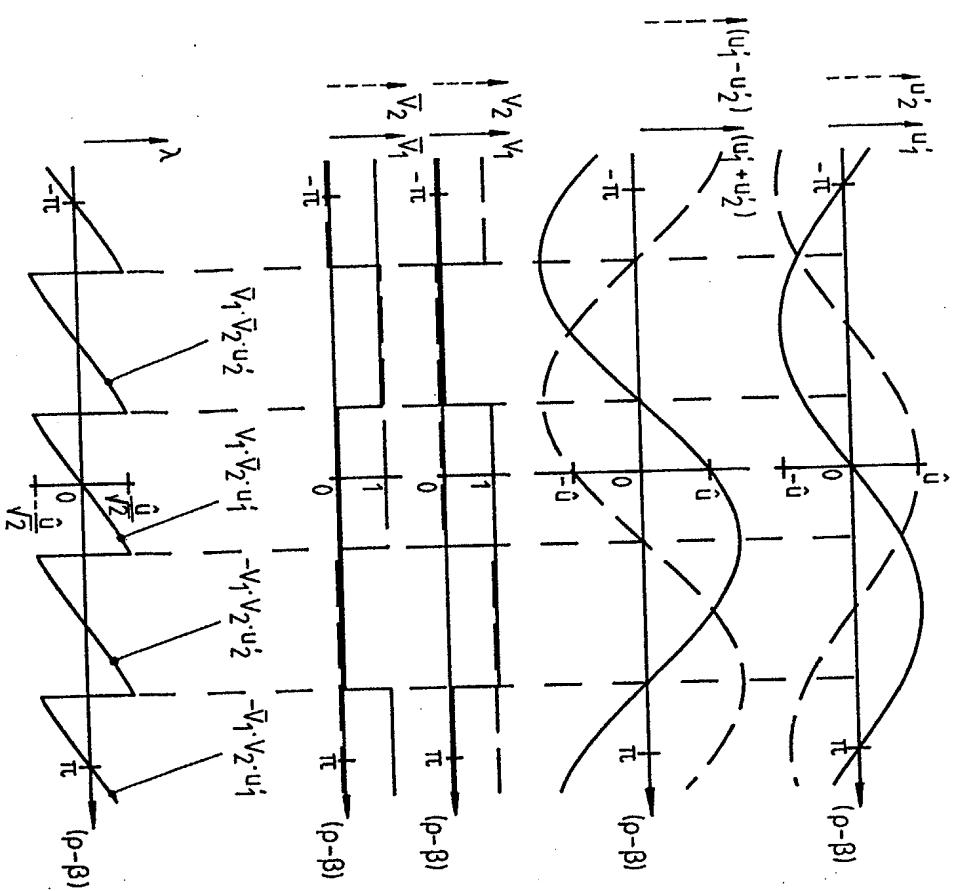


Bild 6.10: Ermittlung jener Funktion, welche in Abhängigkeit von der Winkeldifferenz $(\rho-\beta)$ zur Bildung der Funktion λ herangezogen werden soll.

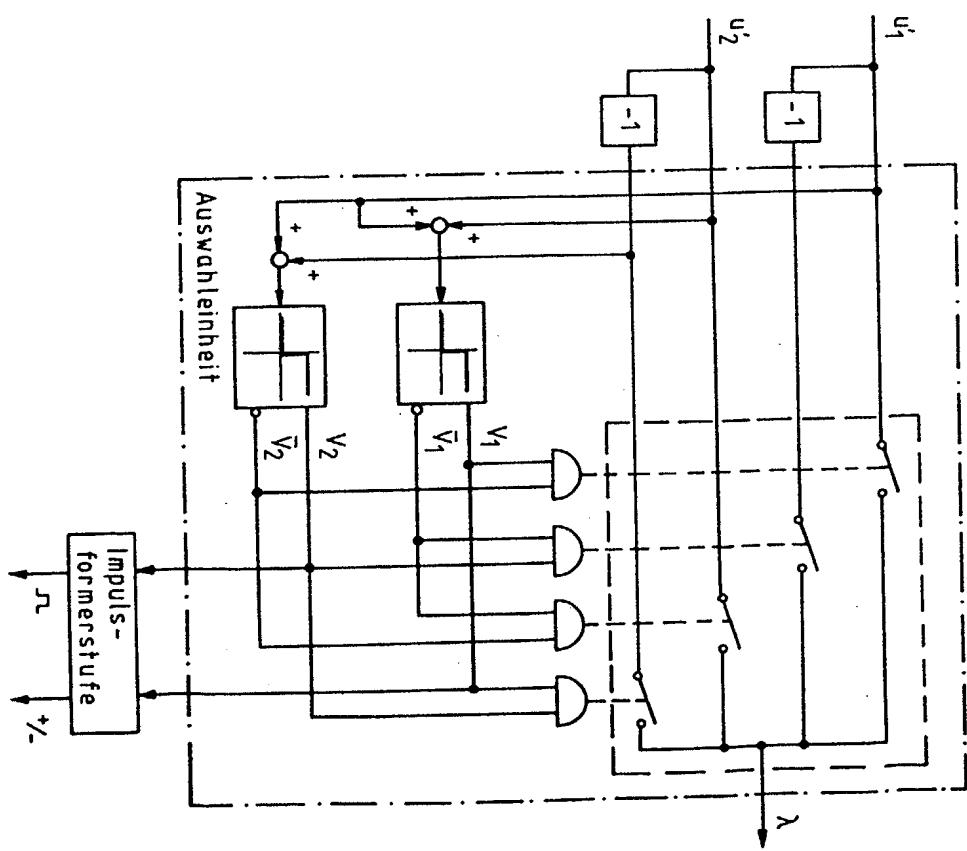


Bild 6.11: Ausführungsbeispiel der Auswahleinheit für die Bildung der Funktion λ .

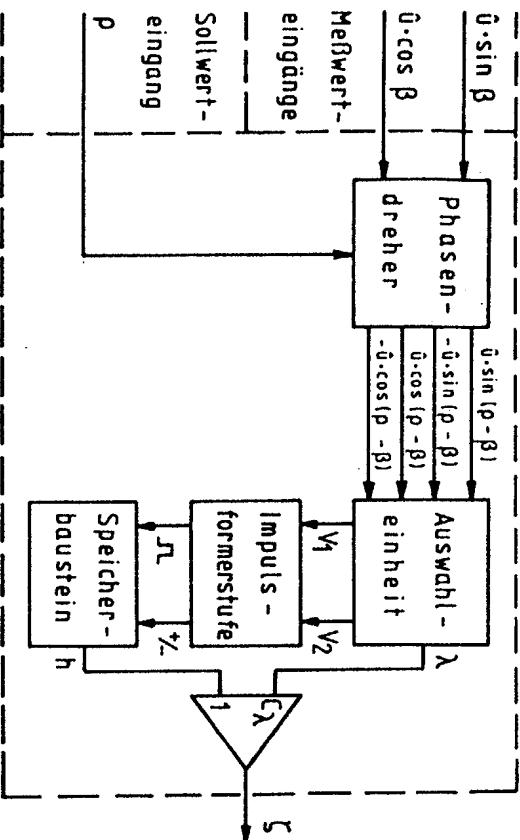


Bild 6.12: Prinzipschaltbild eines neuartigen Meßsystems zur Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels β von seinem vorgegebenen Sollwert ρ .

Das Prinzipschaltbild des vorstehend beschriebenen Lageerfaßsystems ist in Bild 6.12 wiedergegeben. Die Ausgangsgröße ζ dieses Systems weist neben den auf Seite 100 genannten Eigenschaften noch das Merkmal auf, daß eine Änderung des mechanischen Drehwinkels β ohne prinzipielle Zeitverzug registriert wird. Insgesamt bietet es somit die besten Voraussetzungen für die Realisierung eines hochwertigen Positionierantriebs mit sehr hoher Positionierruhe.

6.3.1.3 Vollständiges Meßsystem zur Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels von einem vorgegebenen Sollwert

Voraussetzung für eine ordnungsgemäße Funktion des beschriebenen

Lageerfaßsystems ist es, daß alle Nulldurchgänge der Funktionen $u_1' + u_2'$ sowie $u_1' - u_2'$, welche bei einer Änderung der Winkel-differenz $(\rho - \beta)$ durchlaufen werden, erfaßt und zur Auslösung von Zählimpulsen herangezogen werden. Um diese Voraussetzung auch bei einer sprungförmigen Änderung dieser Winkel-differenz erfüllen zu können, ist eine Begrenzung der Änderungsgeschwin-digkeit des Argumentes $(\rho - \beta)$ unerlässlich. Die Änderungsgeschwindigkeit des Drehwinkels β ist grundsätzlich durch die maxi-mal mögliche Drehzahl des Rotors begrenzt; die Änderungsgeschwin-digkeit des Sollwertes ρ muß hingegen durch einen zusätzlichen Anstiegsbegrenzer (siehe Bild 6.13) limitiert werden.

Die Anstiegs geschwindigkeit $\frac{dp}{dt}^*$ der Ausgangsgröße ρ^* dieses An-stiegsbegrenzers legt die maximal mögliche Drehzahl $\frac{dp}{dt}^*$ der Maschine im lagegeregelten Betrieb fest. Ein Mindestwert $\frac{dp}{dt}^*$ min ergibt sich aus dem Wunsch, daß diese Drehzahl nicht unterhalb jener Drehzahl n_{\max} nach der auf Seite 66 angegebenen Gl. (5.43) liegt, oberhalb derer keine kontrollierte Führung der Augenblickswerte des Querstromes mehr möglich ist.

Der Anstiegsbegrenzer kann in einfacher Weise als digitaler Auf- und Abwärtszähler mit nachfolgendem Komparator ausgeführt sein. Bei unterschiedlichen Werten der Ausgangsgröße ρ^* und der Ein-gangsgröße ρ läuft ein Zählvorgang mit der Zählfrequenz f_T in jener Richtung ab, in welcher der Betrag $|\rho^* - \rho|$ vermindert wird; bei Gleichheit der Größen ρ^* und ρ wird der Zählvorgang unter-brochen.

Der Mindestwert $f_{T\min}$ dieser Zählfrequenz soll für die in Ab-schnitt 7 beschriebene Modellanlage im folgenden berechnet werden. In dieser Anlage gelangte ein Meßwertgeber zum Einsatz, dessen Ausgangssignale u_1 und u_2 jeweils $2^{10} = 1024$ Perioden pro mechanischer Umdrehung aufweisen. Die Vorgabe des Sollwinkels ρ

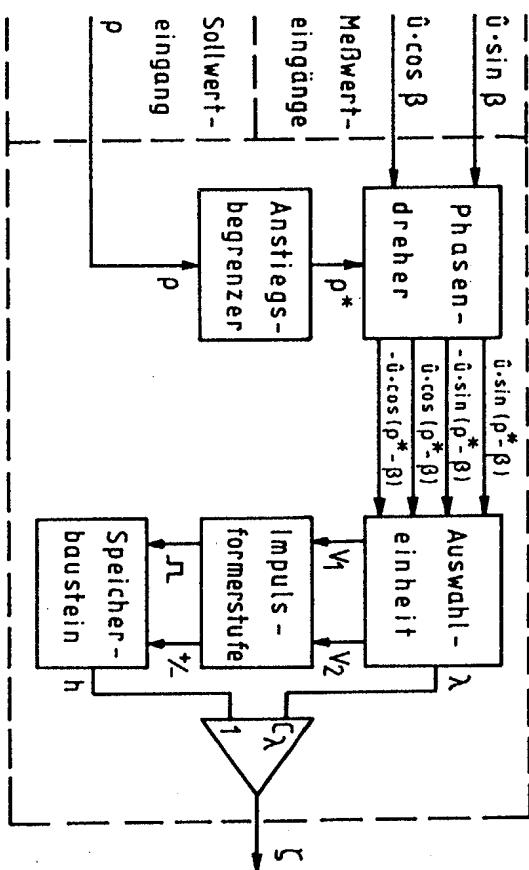


Bild 6.13: Erweitertes Prinzipschaltbild eines neuartigen

Meßsystems zur Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels β von seinem vorgegebenen Sollwert ρ .

erfolgt mit einer Auflösung von einem 1024-sten Teil dieser Perioden. Infogedessen sind bei jeder Umdrehung der Welle der Maschine $2 \cdot 2^0$ Zählimpulse erforderlich. Bei der angestrebten Maximaldrehzahl von 2000 $\frac{1}{\text{min}}$ ist demnach eine Zälfrequenz f_{Tmin} von

$$f_{\text{Tmin}} = 2 \cdot 2^0 \cdot \frac{2000}{60} \frac{1}{\text{s}} \approx 35 \text{ MHz} \quad (6.26)$$

erforderlich.

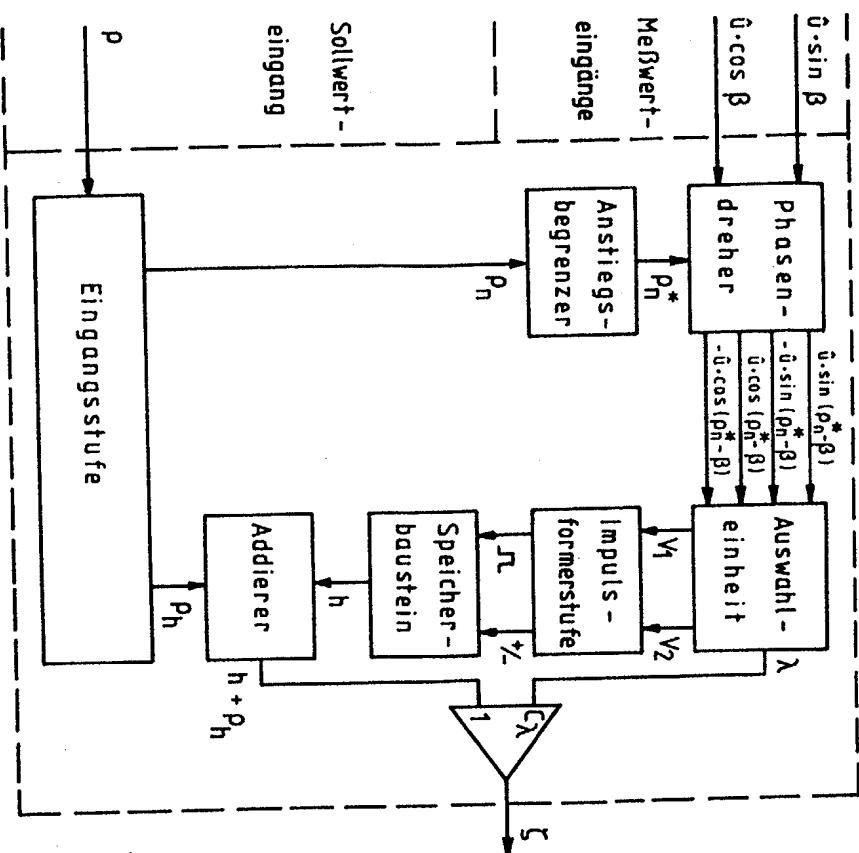
In Anwendungsfällen, in welchen eine noch höhere Maximaldrehzahl und/oder Auflösung des Sollwertes angestrebt werden, erfordert die schaltungstechnische Beherrschung der dann geforderten Taktfrequenz einen erheblichen Aufwand auf Seiten der Signalelektronik.

Um einerseits die Ansprüche an die zugehörige Hardware zu reduzieren und andererseits keinen Beschränkungen hinsichtlich der maximal möglichen Drehzahl bzw. der maximal möglichen Auflösung des Lagesollwertes zu unterliegen, wird im folgenden eine Erweiterung des beschriebenen Lageerfassungssystems vorgenommen (siehe Bild 6.14).

Das Ziel dieser Erweiterung ist es, jenen Anteil des Sollwinkels ρ , welcher bei dessen Änderung sicher zu einer Auslösung von Zählimpulsen führt, nicht dem Anstiegsbegrenzer zuzuführen. Vielmehr soll dieser Anteil $\Delta\rho_h$ der Sollwertänderung $\Delta\rho$ über einen Signalpfad, welcher einen Bypass zu jenem über den Anstiegsbegrenzer bildet, direkt zu einer Änderung der gemessenen Winkeldifferenz ξ führen.

Im vorliegenden Fall erfolgt die Auslösung der Zählimpulse in den Nulldurchgängen der Funktionen $u_1' + u_2'$ sowie $u_1' - u_2'$, also viermal pro Periode von deren Argument. Die Großsignaländerung $\Delta\rho_h$ stellt somit das größte ganzzahlige Vielfache von $\frac{\pi}{2}$ dar, welches in der Sollwertänderung $\Delta\rho$ enthalten ist.

Der bei jeder Änderung des Sollwinkels neu zu ermittelnde Wert $\Delta\rho_h$ wird zum Inhalt eines Großsignalspeichers der Eingangsstufe addiert, welcher die Summe aller bisher berechneten Großsignaländerungen $\Delta\rho_h$ enthält. Die Ausgangsgröße ρ_h dieses Großsignalspeichers wird dann zum Inhalt h des im vorstehenden Kapitel erläuterten Speicherbausteines addiert. Die so gewonnene Funktion $(h + \rho_h)$ wird schließlich mit Hilfe der Funktion λ interpoliert, welche wiederum in der



im vorstehenden Kapitel beschriebenen Weise aus den Signalen u_1 und u_2 gewonnen wird. Die zur Bildung dieser letztgenannten Signale erforderliche Phasendrehung wird nun nicht mehr um den gesamten Sollwinkel ρ vollzogen, sondern nur noch um den Kleinsignalssollwert ρ_h , welcher sich aus der Summe aller gemäß ermittelten Kleinsignaländerungen $\Delta\rho_n$ ergibt.

$$\Delta\rho_n = \Delta\rho - \Delta\rho_h \quad (6.27)$$

Die Funktionsweise des beschriebenen Lageerfaßsystems soll abschließend für eine sprunghafte Erhöhung des Sollwinkels ρ , welcher als Führungsgröße für einen Lageregelkreis diene, anhand des Bildes 6.14 nachvollzogen werden. Als Ausgangspunkt für den zu betrachtenden Regelvorgang sei vorausgesetzt, daß sich der Antrieb in einem quasistationären Zustand befindet. Die Summe $(h + \rho_h)$ weist demnach den Wert Null, die Meßgröße ζ einen sehr kleinen Wert um den Wert Null herum auf. Bei einer sprunghaften Änderung der Führungsgröße ρ um mehr als $\Delta\rho = \pi$ erfolgen ebenfalls sprunghafte Änderungen der Ausgangsgröße ρ_h des Eingangsspeichers, der Summe $(h + \rho_h)$ sowie des Meßwertes ζ . Jener Anteil der Sollwertänderung, welcher nicht zu einer Änderung der Größe ρ_h beiträgt, wird dem Anstiegsbegrenzer zugeführt und bewirkt eine zeitkontinuierliche Phasendrehung der Ausgangssignale des Meßwertgebers. Hierdurch wird eine geringfügige Erhöhung des Meßwertes ζ herbeigeführt. In Abhängigkeit von der Höhe der Kleinsignaländerung $\Delta\rho_n$ kann dabei ein Zählimpuls für den Speicherbaustein ausgelöst werden, wodurch dessen Inhalt und somit die Summe $h + \rho_h$ erhöht wird. Der Lageregelkreis wird nun in der Weise auf den Antrieb einwirken, daß der Drehwinkel β vergrößert wird. Infolgedessen wird das Argument $(\rho_n^* - \beta)$ der Funktionen u_1' und u_2' abnehmen, was über die Lösung der entsprechenden Zählimpulse zur Folge hat, daß der

Bild 6.14: Vollständiges Ersatzschaltbild eines Meßsystems zur Erfassung der Abweichung des mechanischen Drehwinkels β von seinem vorgegebenen Sollwert.

Inhalt h des Speicherbausteins abnimmt. Demzufolge werden auch die Summe $(h+p_h)$ sowie der Meßwert ζ vermindert. Dieser Vorgang wird so lange andauern, bis der Meßwert ζ wieder den Wert Null angenommen hat. Unabhängig von der Höhe des Sollwertsprunges Δp stellt das Meßsystem in diesem neuen quasistationären Zustand wieder einen Meßwert ζ zur Verfügung, welcher

- für $p = \beta$ den Wert "Null" annimmt,

- in einem großen Bereich um den Punkt $p = \beta$ herum weitgehend linear verläuft,

- in jenem Bereich um den Punkt $p = \beta$ herum, welcher infolge einer unvermeidlichen Systemruhe durchlaufen wird, auch bei Abweichungen der Signale u_1 und u_2 von ihren idealisierten Verläufen keine Unstetigkeitsstelle aufweist und einer Änderung des mechanischen Drehwinkels β ohne prinzipiell bedingten Zeitverzug folgt.

Seitens des Lageerfaßsystems sind somit alle Voraussetzungen für eine hochgenaue und gleichzeitig sehr ruhige Positionierung erfüllt.

Bei den bisherigen Überlegungen wurde vorausgesetzt, daß am Eingang der Auswerteelektronik zwei ideale Signale u_1 und u_2 gemäß den auf Seite 96 angegebenen Gln. (6.12) und (6.13) anstehen. Unter Berücksichtigung der nichtidealen Eigenschaften realer Geber stellen sich Meßfehler ein, welche im folgenden näherungswise ermittelt werden sollen.

6.3.2 Meßfehler aufgrund der nichtidealen Eigenschaften des Meßwertgebers für den mechanischen Drehwinkel

Im allgemeinen Fall können die Ausgangssignale des Meßwertgebers für den mechanischen Drehwinkel gemäß

$$u_1 = G_{10} + \sum_{v=1}^{\infty} G_{1v} \cdot \sin(v \cdot p + \varphi_v) \quad \text{und} \quad (6.28)$$

$$u_2 = G_{20} + \sum_{\mu=1}^{\infty} G_{2\mu} \cdot \cos(\mu \cdot p + \varphi_{\mu}) \quad (6.29)$$

angegeben werden. Der Meßfehler $\delta \zeta$ im Ausgangssignal ζ des Meßsystems, welcher ein Maß für die mittlere Regelabweichung im quasistationären Betrieb des Positionierantriebes darstellt, kann dann durch Bildung des totalen Differentials für das Signal ζ abgeschätzt werden.

Die Ausgangssignale realer Meßwertgeber weisen Abweichungen von ihren idealisierten Verläufen nach den auf Seite 96 angegebenen Gln. (6.12) und (6.13) auf. Für den in der Modellanlage verwandten Meßwertgeber wurden die Maximalwerte dieser Abweichungen durch eine Messung ermittelt. Diese Maximalwerte dienen als Grundlage für die folgende Fehlerbetrachtung. Nach der genannten Messung können die Gln. (6.28) und (6.29) mit sehr guter Näherung zu

$$u_1 = G_{10} + G_{11} \cdot \sin \beta + G_{13} \cdot \sin(3 \cdot \beta) \quad \text{und} \quad (6.30)$$

$$u_2 = G_{20} + G_{21} \cdot \cos(\beta + \varphi_1) + G_{23} \cdot \cos(3 \cdot \beta + 3 \cdot \varphi_1) \quad (6.31)$$

vereinfacht werden. Der mittlere Scheitelwert aller Schwingungen der Ausgangssignale des Meßwertgebers, welche bei einer mechanischen Umdrehung des Rotors durchlaufen werden, sei mit \bar{a} bezeichnet. Die auf diesen mittleren Scheitelwert \bar{a} bezogenen Koeffizienten der Gln. (6.30) und (6.31) ergeben sich dann für den dieser Arbeit zugrundegelegten Meßwertgeber zu

$$\frac{G_{10}}{\bar{a}} = g_{10} = 0,5\% ; \frac{G_{11}}{\bar{a}} = g_{11} = 96,6\% ; \frac{G_{13}}{\bar{a}} = g_{13} = 4,0\%$$

(6.32)

$$\frac{G_{20}}{\bar{a}} = g_{20} = 1,6\% ; \frac{G_{21}}{\bar{a}} = g_{21} = 103,5\% ; \frac{G_{23}}{\bar{a}} = g_{23} = 4,2\%$$

der Phasenwinkel φ_1 hat den Wert

$$\varphi_1 = -3,3^\circ.$$

Das Meßsignal ζ ergibt sich dann im Bereich sehr kleiner Regelabweichungen, d.h. im Bereich $(h + \rho_h) = 0$ zu

$$\zeta = C_\lambda \cdot (\sin \varphi \cdot u_1 - \cos \varphi \cdot u_2). \quad (6.34)$$

Setzt man die Gln. (6.21) und (6.30) bis (6.33) in Gl. (6.34) ein, so ergibt sich

$$\zeta = \sqrt{2 \cdot \frac{\pi}{4}} \cdot \left[\sin \varphi \cdot (g_{10} + g_{11} \cdot \sin \beta + g_{13} \cdot \sin (3 \cdot \beta)) - \cos \varphi \cdot (g_{20} + g_{21} \cdot \cos (\beta + \varphi_1) + g_{23} \cdot \cos (3 \cdot \beta + 3 \cdot \varphi_1)) \right]. \quad (6.35)$$

Dieses Meßsignal weist - auch im interessierenden Punkt $\beta = \rho$ - Abweichungen von der tatsächlich vorliegenden Winkeldifferenz auf, welche von Offsetfehlern (g_{10}, g_{20}), von Amplitudenfehlern (g_{11}, g_{21}) und von Oberschwingungen (g_{13}, g_{23}) der Ausgangssignale des Meßwertgebers, sowie von Phasenabweichungen (φ_1) zwischen den Signalen u_1 und u_2 hervorgerufen werden.

Der gesamte, durch diese Fehlerquellen hervorgerufene Meßfehler $d\zeta$ kann dann wie folgt näherungsweise angegeben werden [43] :

$$d\zeta = \frac{\partial \zeta}{\partial g_{10}} \cdot dg_{10} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{20}} \cdot dg_{20} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{11}} \cdot dg_{11} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{21}} \cdot dg_{21} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{13}} \cdot dg_{13} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{23}} \cdot dg_{23} + \frac{\partial \zeta}{\partial \varphi_1} \cdot d\varphi_1.$$

a) Der von den Offsetspannungen des Meßwertgebers hervorgerufene Meßfehler

Eine Abschätzung des von den Offsetspannungen des Meßwertgebers hervorgerufenen Meßfehlers $d\zeta_0$ ergibt

$$\frac{\partial \zeta}{\partial g_{10}} = \frac{\partial \zeta}{\partial g_{10}} \cdot dg_{10} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{20}} \cdot dg_{20} \quad \text{mit}$$

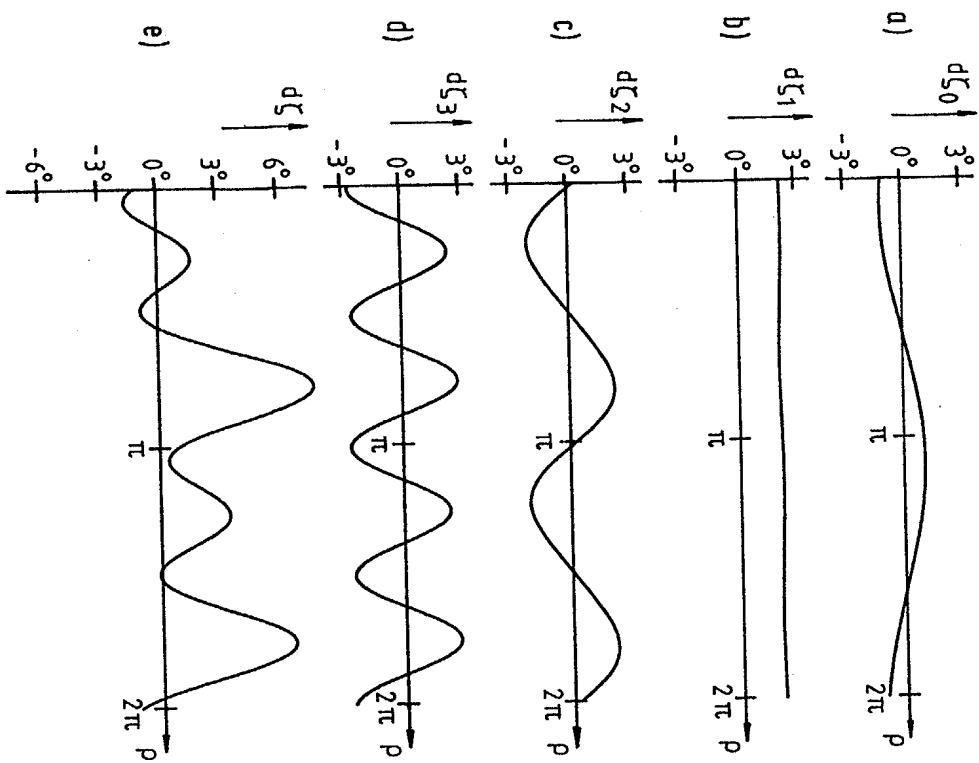
$$\frac{\partial \zeta}{\partial g_{10}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \sin \varphi \quad \text{und} \quad (6.37)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial g_{20}} = -\sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \cos \varphi \quad (6.38)$$

Der Verlauf dieses Meßfehlers $d\zeta_0$ ist in Bild 6.15a über einer Periode des Sollwertes ρ für die in Gl. (6.32) angegebenen Werte der Koeffizienten g_{10} und g_{20} dargestellt.

b) Der von den Amplitudenfehlern der Ausgangssignale des Meßwertgebers hervorgerufene Meßfehler

Eine Abschätzung des von den Abweichungen der Grundschwingungsamplituden der Ausgangssignale des Meßwertgebers von deren Mittelwert \bar{a} hervorgerufenen Meßfehlers $d\zeta_1$ führt auf das



Resultat

$$d\xi_1 = \frac{\partial \xi}{\partial g_{11}} \cdot dg_{11} + \frac{\partial \xi}{\partial g_{21}} \cdot dg_{21} \quad \text{mit} \quad (6.40)$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial g_{11}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \sin \rho \cdot \sin \beta \quad \text{und} \quad (6.41)$$

$$\frac{\partial \xi}{\partial g_{21}} = -\sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot \cos \rho \cdot \cos (\beta + \varphi_1) \quad (6.42)$$

Bild 6.15b zeigt den für den interessierenden Fall $\beta = \rho$ nach den Gl. (6.40) bis (6.42) zu ermittelnden Meßfehler $d\xi_1$ über einer Periode des Sollwertes ρ unter Voraussetzung der in Gl. (6.32) angegebenen Koeffizienten g_{11} und g_{21} sowie des Phasenwinkels φ_1 nach Gl. (6.33).

Σ) Der von einer Phasenverschiebung zwischen den Ausgangssignalen des Meßwertgebers hervorgerufene Meßfehler

Eine Abschätzung des von einer Phasenverschiebung zwischen den Ausgangssignalen des Meßwertgebers hervorgerufenen Meßfehlers $d\xi_2$ ergibt

$$d\xi_2 = \frac{\partial \xi}{\partial \varphi_1} \cdot d\varphi_1$$

$$= \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot [\cos \rho \cdot g_{21} \cdot \sin (\beta + \varphi_1) + g_{23} \cdot 3 \cdot \sin (3 \cdot \beta + 3 \cdot \varphi_1)] \quad (6.43)$$

Bild 6.15: Durch die nichtidealen Eigenschaften des Meßwertgebers hervorgerufene Meßfehler im Ausgangssignal ξ

des Meßsystems für den Drehwinkel β ;

a) Meßfehler aufgrund von Offsetspannungen

b) Meßfehler aufgrund von Amplitudenfehlern

c) Meßfehler aufgrund von Phasenfehlern

d) Meßfehler aufgrund von Oberschwingungen

e) gesamter Meßfehler

Dieser Meßfehler $d\xi_2$ ist für den interessierenden Fall $\beta = \rho$ über einer Periode des Sollwertes ρ mit den in Gl. (6.32) angegebenen Werten für die Koeffizienten g_{21} und g_{23} sowie dem

in Gl. (6.33) angegebenen Phasenwinkel φ_1 in Bild 6.15c wiedergegeben.

d) Der von den Oberschwingungen der Ausgangssignale des Meßwertgebers hervorgerufene Meßfehler

Der von den Oberschwingungen der Ausgangssignale des Meßwertgebers hervorgerufene Meßfehler $d\zeta_3$ kann wie folgt abgeschätzt werden:

$$d\zeta_3 = \frac{\partial \zeta}{\partial g_{13}} \cdot dg_{13} + \frac{\partial \zeta}{\partial g_{23}} \cdot dg_{23} \quad \text{mit} \quad (6.44)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial g_{13}} = \sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot [\sin \rho \cdot \sin (3 \cdot \beta)] \quad \text{und} \quad (6.45)$$

$$\frac{\partial \zeta}{\partial g_{23}} = -\sqrt{2} \cdot \frac{\pi}{4} \cdot [\cos \rho \cdot \cos (3 \cdot \beta + 3 \cdot \varphi_1)] \cdot (6.46)$$

In Bild 6.15d ist dieser Meßfehler $d\zeta_3$ für $\rho = \beta$ und die in Gl. (6.32) angegebenen Werte für die Koeffizienten g_{13} und g_{23} sowie den in Gl. (6.33) angegebenen Phasenwinkel φ_1 über einer Periode des Sollwertes ρ dargestellt.

e) Gesamter, aufgrund der nichtidealen Eigenschaften des Meßwertgebers hervorgerufener Meßfehler

Der gesamte, gemäß den Gln. (6.35) und (6.36) mit den in den Gln. (6.32) und (6.33) angegebenen Zahlenwerten ermittelte Meßfehler $d\zeta$ ist in Bild 6.15e wiedergegeben. Als Maximalwert dieses, die absolute Positioniergenauigkeit des Antriebes bestimmenden Meßfehlers ergibt sich

Infolge der für den verwendeten Meßwertgeber gültigen Beziehung

$$d\zeta_{\max} = 7,7^\circ \quad (6.47)$$

entspricht dies dem 48000sten Teil einer Umdrehung. Die Systemruhe, welche die Oberflächengüte des bearbeiteten Werkstückes bestimmt, wird hierdurch nicht beeinflußt, wie in Abschnitt 7 noch gezeigt wird.

7. Die Modellanlage

Die im Rahmen dieser Arbeit entstandene Versuchsanlage diente zum ersten der Überprüfung der angestrebten hohen Dynamik des Antriebs, gekennzeichnet durch kurze Anregelzeiten für das Drehmoment, die mechanische Winkelgeschwindigkeit sowie den mechanischen Drehwinkel. Sie diente zum zweiten dem praktischen Nachweis der prinzipiellen Funktionsweise der in den Abschnitten 5. und 6. erläuterten Regel- und Meßsysteme und zum dritten der Untersuchung der Grenzen des Gesamtsystems hinsichtlich Systemruhe und Störverhalten.

7.1 Beschreibung der Modellanlage

Bild 7.1 zeigt den verwendeten Versuchsantrieb, bestehend aus einer permanenterregten Synchronmaschine, einem Transistorpulsumrichter, der Regelelektronik sowie einem Meßwertgeber für den mechanischen Drehwinkel ϵ des Rotors. Für die Untersuchung verschiedener Ausführungsformen des Regelsystems wurde die Anlage durch zusätzliche signalelektronische Komponenten sowie durch einen Sensor für die Erfassung der Winkelbeschleunigung α des Rotors, welcher in das Maschinengehäuse integriert wurde, erweitert [44].

Im folgenden sind die wesentlichen Kenngrößen der Gesamtanlage zusammengestellt.

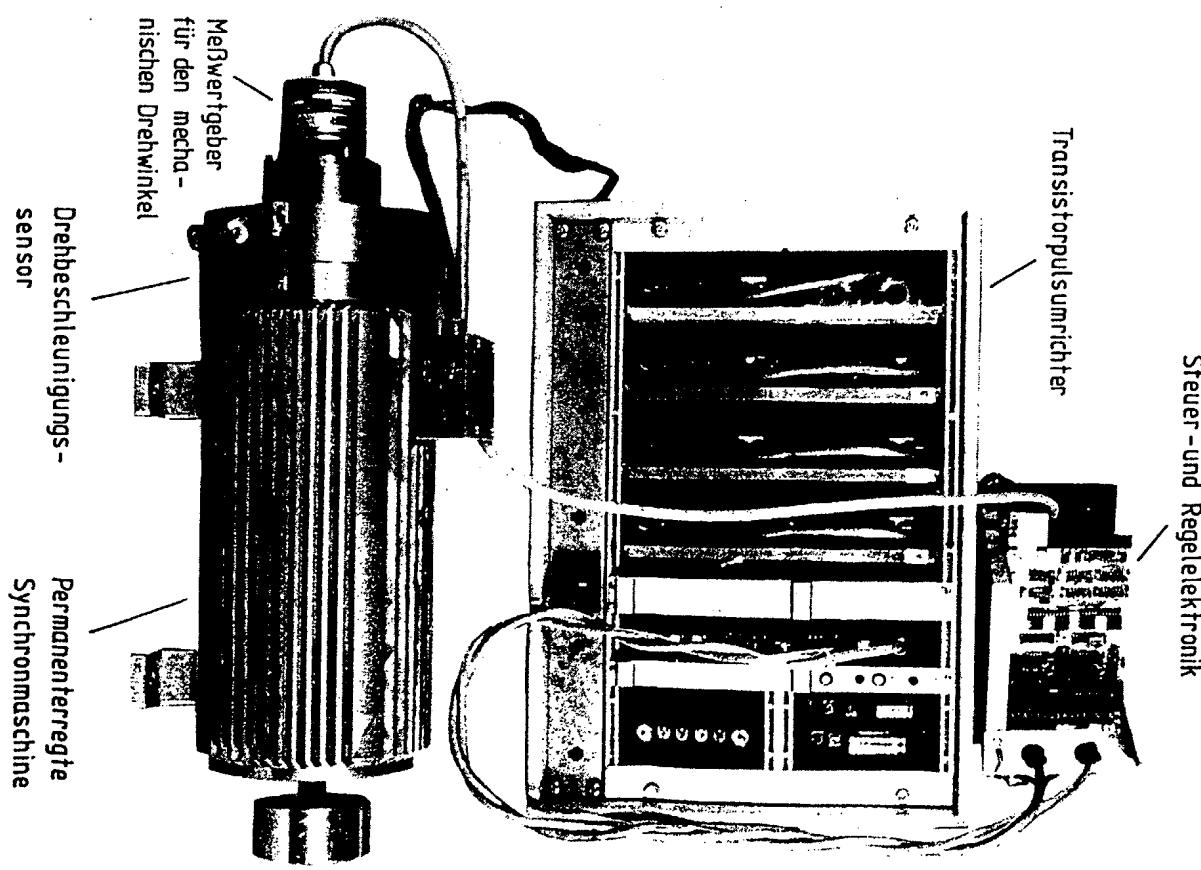


Bild 7.1: Die Modellanlage

Daten der permanenterregten Synchronmaschine:

- Nenndrehmoment $M_N = 15 \text{ Nm}$
- Spitzendrehmoment $M_{\max} = 90 \text{ Nm}$
- Nennstrom $I_N = 5,3 \text{ A}$
- Spannungskonstante $k_u = 100 \frac{V}{1000 \frac{1}{\text{min}}}$
- Polpaarzahl $z_p = 2$
- Nenndrehzahl $n_N = 2000 \frac{1}{\text{min}}$
- Wirkungsgrad $\eta_N = 0,92$
- Ständerstreuinduktivität pro Strang $L_\sigma = 12,2 \text{ mH}$
- Ständerwiderstand pro Strang $R_1 = 1,8 \Omega$
- Rotorträgheitsmoment $J = 2,58 \cdot 10^{-3} \text{ kgm}^2$

Daten des Transistor-Pulsumrichters:

- Anschlußspannung $U_E = 3 \times 380 \text{ V}, 50 \text{ Hz}$
- Abfragefrequenz im Wechselrichter $f_T = 100 \text{ kHz}$
- Maximalwert der Ausgangströme $I = 32 \text{ A}$

Daten des Meßwertgebers für den mechanischen Drehwinkel
(Fabrikat: Heidenhain ROD 456 B)

- Anzahl der Perioden der Ausgangssignale pro Umdrehung 1024
- Signalamplitude $11 \mu\text{A}_\text{ss}$
- Torsionsfehler der mechanischen Kupplung $< 3 \text{ Winkelsekunden}$
- maximal zulässige Drehzahl $10000 \frac{1}{\text{min}}$

7.2 Messungen an der Modellanlage

In Kapitel 5.2 wurde ein Regelkreis für den Pulswechselrichter direkt aus einem Zweipunktregelkreis für die Drehbeschleunigung der Maschine abgeleitet werden. Zur Beurteilung der Leistungsfähigkeit dieses Regelkreises wurde es einem direkten Vergleich mit einem bekannten Regelkreis unterzogen; bei letzterem war die innere Regelschleife in konventioneller Art als Regelkreis für den Querstrom der permanenterregten Synchronmaschine ausgeführt.

In den folgenden Oszillogrammen sind die zeitlichen Verläufe der interessierenden mechanischen Größen bei unterschiedlichen Anregungen des Systems wiedergegeben. Die Messung der Drehbeschleunigung erfolgte dabei über den Drehbeschleunigungssensor, welcher für die Realisierung des Zweipunktregelkreises für diese Drehbeschleunigung entwickelt wurde [44]. Die Erfassung der Winkelgeschwindigkeit erfolgte nach dem in [45] beschriebenen Verfahren. Dieses beruht auf einer Frequenzmodulation der Ausgangssignale des Meßwertgebers und einer sich anschließenden Auswertung der Seitenbänder des Ausgangssignals des Modulators. Die Mittelfrequenz des Modulators betrug 100 kHz. Die in [45] beschriebene Anordnung liefert weiterhin ein Signal für den mechanischen Drehwinkel ϵ . Ein in dieser Weise gewonnenes Signal wurde für die in den folgenden Punkten a) bis c) wiedergegebenen Messungen herangezogen, welche der Beurteilung des Großsignalverhaltens des Antriebes dienen.

Die im lagegeregelten Betrieb auftretende Systemruhe, welche sich bei dieser Anordnung einstellte, hatte keinen merklichen Einfluß auf die zur Beurteilung des hier interessierenden Großsignalverhaltens maßgeblichen Meßergebnisse. Auf den Einsatz des in Kapitel 6.3 erläuterten Lageerfaßsystems wurde daher für diese Messungen noch verzichtet. Dies geschah auch unter dem Gesichtspunkt, daß das letztgenannte Meßsystem unmittelbar ein Signal für die Abweichung des mechanischen Drehwinkels von einem hierfür

vorgegebenen Sollwert zur Verfügung stellt; die Meßergebnisse wären somit einem direkten Vergleich mit solchen Darstellungen, in welchen in konventioneller Weise der Lageinstwert verwendet ist, nicht ohne weiteres zugänglich.

Die Eignung des Lageerfaßsystems nach Kapitel 6.3 für den Einsatz in hochwertigen Positioniersystemen wird in Punkt d) nachgewiesen.

a) Führungsverhalten bei Großsignalanregung

In Bild 7.2 sind die für schnelle Positioniervorgänge maßgebenden Sprungantworten des unbelasteten Antriebes im drehzahlgeregelten Betrieb (Bild 7.2.a) sowie im lagegeregelten Betrieb (Bild 7.2.b) des Regelungssystems mit unterlagerter Querstromregelung der Maschine wiedergegeben. In dieser Betriebsweise ergibt sich – erwartungsgemäß – kein Unterschied zum Regelungssystem mit unterlagertem Zweipunkt-Beschleunigungssregelkreis; auf die Wiedergabe der entsprechenden Oszillogramme für letzteren kann daher verzichtet werden.

Bei der vorliegenden Kombination von Maschine und Umrichter, welche eine 4-fache Überlastung der Maschine gegenüber ihrem Nennmoment ermöglicht, ergibt sich eine maximale Winkelbeschleunigung α_{\max} von

$$\alpha_{\max} = 2,6 \cdot 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}^2} \quad (7.1)$$

Dieser Wert liegt weit über jenem, welcher bei Gleichstromantrieben mit ähnlichen Leistungsdaten erzielt werden kann [5].

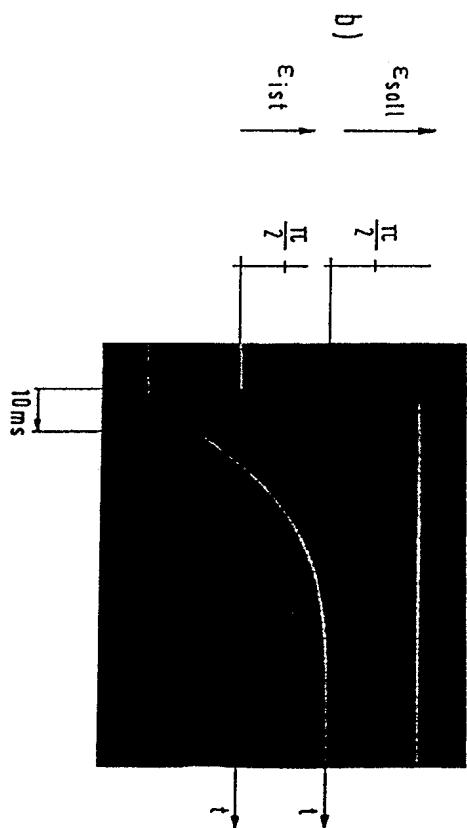
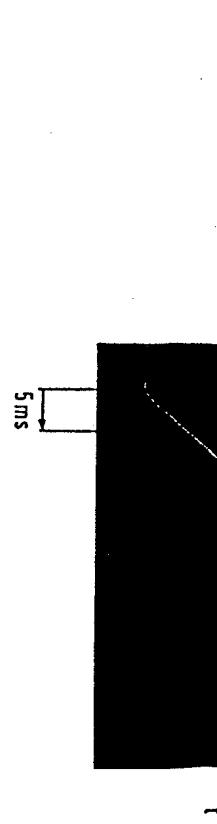


Bild 7.2: Sprungantworten der unbelasteten Modellanlage

- a) im drehzahlgeregelten Betrieb
- b) im lagegeregelten Betrieb.

b) Drehbeschleunigung aufgrund von Pendelmomenten

Wie in Kapitel 5.2 erläutert wurde, greifen die im Regelkreis als Störgrößen auftretenden Pendel-, Widerstands- und Reibmomente bei Einsatz eines Regelkreises für den Querstrom i_q außerhalb der innersten Regelschleife an. Diese Störgrößen werden somit nicht unmittelbar kompensiert. Vielmehr müssen deren um ein Integralglied 1. Ordnung verzögert auftretenden Auswirkungen im Drehzahlregelkreis ausgeregelt werden. Diese Tatsache wird durch die in Bild 7.3 wiedergegebene Messung belegt. Hierbei wurde der unbelastete Antrieb drehzahlgeregelt bei einer Drehzahl von $200 \frac{1}{\text{min}}$ betrieben und die gemessene Lage ε ist sowie Drehbeschleunigung α ist des Rotors über einer mechanischen Umdrehung desselben oszillographiert. Die Periodizität des gemessenen Signales für die Drehbeschleunigung α ergibt sich zu einer Nuttteilung der Maschine ($= 15^\circ$). Die Amplitude des zugehörigen, aus Gl. (5.1) gemäß

$$m_\alpha = J \cdot \alpha_{\text{ist}} \quad (7.2)$$

zu ermittelnden Beschleunigungsmomentes m_α ist nur unwesentlich geringer als die Amplitude der bei stromloser Maschine gemessenen Rastmomente.

Auf die Wiedergabe des entsprechenden Oszillogrammes bei Einsatz eines unterlagerten Zweipunkt-Beschleunigungsregelkreises soll an dieser Stelle verzichtet werden, da hierbei keine erkennbaren Beschleunigungspulsationen mehr auftreten.

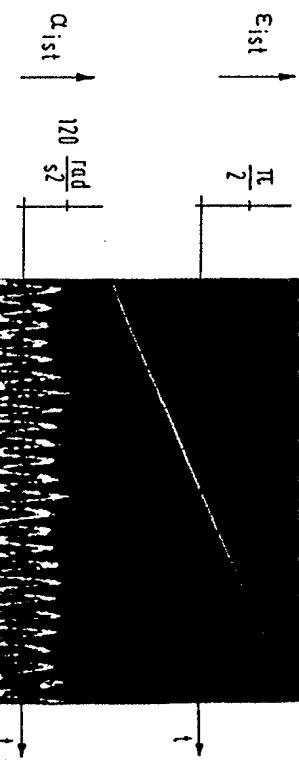


Bild 7.3: Gemessene Verläufe des mechanischen Drehwinkels ε sowie der Drehbeschleunigung α der Modellanlage im drehzahlgeregelten Betrieb bei Einsatz eines Regelkreises mit unterlagerter Regelschleife für den Querstrom der Maschine.

c) Störverhalten

In jenen Einsatzfällen, in welchen der Antrieb mit einem stark pulsierenden Widerstandsmoment beaufschlagt wird, bedarf es einer gesonderten Betrachtung der Reaktion des Systems auf diese, als Störgröße wirkenden, Drehmomentpulsationen.

Zur Beurteilung des Störübertragungsverhaltens wurde der lagegeregelte Antrieb mit Lastsprüngen beaufschlagt. Um eine sprungförmige Änderung des Widerstandsmomentes hervorrufen zu können wurde auf die Welle der Maschine eine Scheibe aufgebracht. Am Außenring dieser Scheibe wurde mittels eines Fadens ein Metallkörper befestigt, welcher im quasistationären Betrieb ein konstantes Widerstandsmoment hervorrief. Beim Durchtrennen dieses Fadens ergab sich dann die erwünschte, sprungförmige Änderung des an der Welle angreifenden Drehmomentes.

In einem ersten Schritt erfolgte die Untersuchung des Regel- systems mit unterlagerter Regelschleife für den Querstrom der Maschine. Bild 7.4 zeigt die in diesem Fall gemessenen zeitlichen Verläufe des mechanischen Drehwinkels sowie der Winkelgeschwindigkeit, welche auch dem Regler als Istwerte für die Zustandsgrößen des Regelsystems zugeführt werden. Zum Zeitpunkt $t = 0$ (siehe Bild 7.4) erfolgt ein Lastsprung mit dem 0,4-fachen Wert des Nendrehmomentes. Die hieraus resultierende Auslenkung der Welle beträgt 1° .

In einem zweiten Schritt wurde die unterlagerte Regelschleife für den Querstrom durch eine Zweipunktregelschleife für die Drehbeschleunigung ersetzt. Ansonsten fand für die dann durchgeführte Messung das gleiche Regelsystem Verwendung, welches auch dem Bild 7.4 zugrundelag. Bild 7.5 zeigt als Ergebnis dieser Untersuchung die zeitlichen Verläufe jener gemessenen Zustandsgrößen des Regelsystems, welche den Reglern zugeführt werden. Dabei erfolgt wiederum zum Zeitpunkt $t = 0$ ein Lastsprung um das 0,4-fache Nendrehmoment. Die resultierende Auslenkung der Welle beträgt nur noch weniger als $0,3^\circ$.

Eine weitere Verbesserung des Systemverhaltens beim Auftreten von Störgrößen konnte in einem dritten Schritt erzielt werden. Dabei wurden dem Regler nicht mehr die Ausgangssignale des Meßsystems nach [45], welches auf einer Frequenzmodulation der Ausgangssignale des Meßwertgebers beruht, als Istwerte für den Drehwinkel ϵ und die mechanische Winkelgeschwindigkeit ω_m zugeführt; vielmehr wurden diese Istwerte aus einem vollständigen Streckenbeobachter

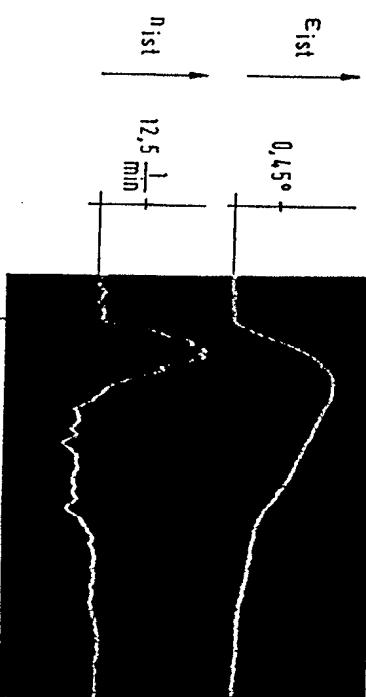


Bild 7.4: Gemessene Verläufe des mechanischen Drehwinkels ϵ ist sowie der mechanischen Drehzahl n ist des Antriebssystems mit unterlagerter Regelschleife für den Querstrom bei einem Lastsprung um das 0,4-fache Nendrehmoment.

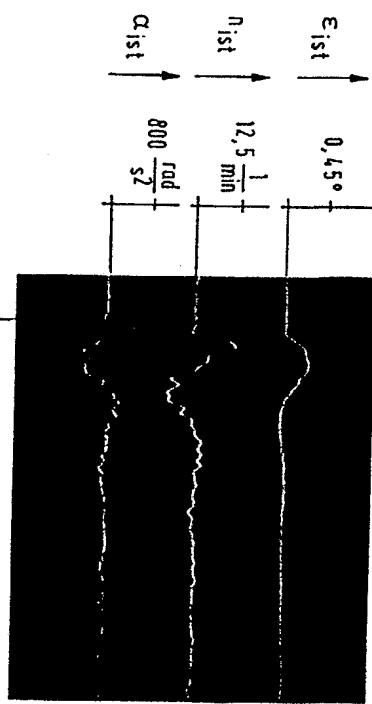


Bild 7.5: Gemessene Verläufe des mechanischen Drehwinkels ϵ ist, der mechanischen Drehzahl n ist sowie der Drehbeschleunigung α ist des Antriebssystems mit unterlagerter Zweipunkt-Regelschleife für die Drehbeschleunigung α bei einem Lastsprung um das 0,4-fache Nendrehmoment.

im nichtstationären Betrieb nur noch durch die Qualität der Be- schleunigungserfassung begrenzt.

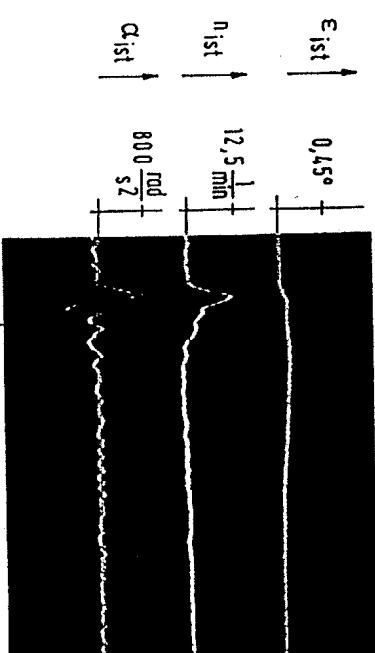
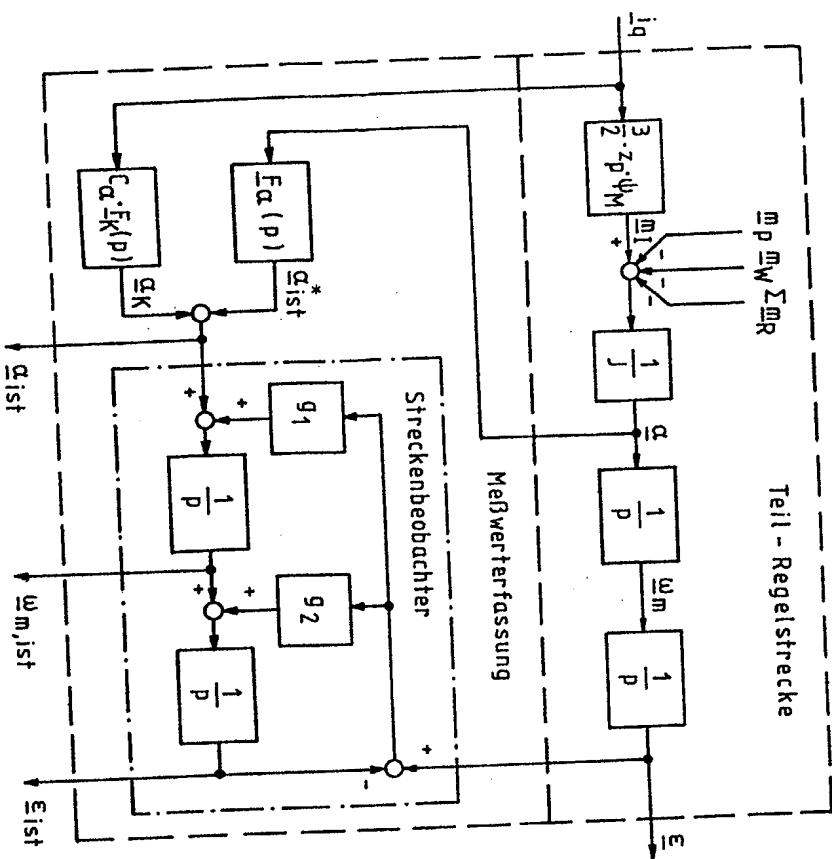


Bild 7.7: Gemessene Verläufe des mechanischen Drehwinkels ϵ ist' der mechanischen Drehzahl n ist sowie der Drehbeschleunigung α ist des Antriebssystems mit unterlagerter Zwei-punkt-Regelschleife für die Drehbeschleunigung α bei einem Lastsprung um das 0,4-fache Nennmoment. Er-mittlung der Meßwerte aus einem Meßsystem nach Bild 7.6.

lenkung der Welle beträgt nur noch $0,1^\circ$. Durch eine Optimierung der Übertragungsfunktion $F_\alpha(p)$ des Beschleunigungssensors lässt sich hier wohl noch eine weitergehende Verbesserung des Störverhaltens des Antriebssystems erreichen.

Bild 7.6: Meßsystem mit Streckenbeobachter zur Erfassung der mechanischen Zustandsgrößen der Modellanlage.

Bild 7.7 zeigt die Reaktion des Antriebes auf einen zum Zeitpunkt $t = 0$ auftretenden Belastungssprung um das 0,4-fache Neundreihoment. Um diese Messung einem Vergleich mit den Bildern 7.4 und 7.5 zugänglich zu machen, erfolgte die Darstellung der mechanischen Größen mit Hilfe jener Meßeinrichtung, welche auch bei der Aufnahme der letztgenannten Bilder zum Einsatz gelangte. Die Auslenkung der Welle beträgt nur noch $0,1^\circ$. Durch eine Optimierung der Übertragungsfunktion $F_d(p)$ des Beschleunigungssensors lässt sich hier wohl noch eine weitergehende Verbesserung des Störverhaltens des Antriebssystems erreichen.

d) Systemunruhe sowie Einfluß der Abtastzeit_des_Pulswechselrichters auf die Systemunruhe

Die Messung der Systemunruhe erfolgte bei lagegeregeltem, unbelastetem Antriebssystem. Dabei wurde die Synchronmaschine bei unterschiedlichen Drehwinkeln so positioniert, daß die infolge der unvermeidlichen Systemunruhe auftretende Pulsation einer der (in Abhängigkeit des Drehwinkels sinusförmigen) Ausgangssignale des Meßwertgebers für die Wellenstellung um den Wert Null herum erfolgt. Aus dem Betrag der maximalen Abweichung des gemessenen Ausgangssignals vom Wert Null, welcher über einen Spitzenwertspeicher ermittelt wird, kann unmittelbar der Betrag $|\Delta\beta|_{\max}$ der zugehörigen Drehwinkelabweichung bestimmt werden. Aufgrund der für den verwendeten Meßwertgeber gültigen Beziehung $\beta = 1024 \cdot \epsilon$ kann dann die maximale Abweichung $|\Delta\epsilon|_{\max}$ des mechanischen Drehwinkels ϵ von einem hierfür vorgegebenen Sollwert ermittelt werden.

Da zum Zeitpunkt dieser Messung noch kein geeigneter Drehbeschleunigungssensor zur Verfügung stand, erfolgte dieselbe an einem Antriebssystem mit unterlagerter Regelschleife für den Querstrom der Maschine. Die Messung der Systemunruhe wurde zum einen unter Einsatz des in Kapitel 6.3 erläuterten neuartigen Lageerfaßsystems durchgeführt; die maximale Abweichung $|\Delta\epsilon|_{\max}$ des mechanischen Drehwinkels vom vorgegebenen Sollwert betrug dabei 5 Winkelsekunden. Zum anderen gelangte ein Meßsystem nach [45] zum Einsatz, welches auf einer Frequenzmodulation der Ausgangssignale des Meßwertgebers beruht; hierdurch wurde die Systemunruhe um den Faktor 4 auf 20 Winkelsekunden erhöht.

Infolge der deutlichen Überlegenheit des in Kapitel 6.3 beschriebenen Lageerfaßsystems fand dies dann auch bei der folgenden Messung Verwendung. Dabei sollte geklärt werden, welchen Einfluß die Taktfrequenz des Pulswechselrichters auf die Systemunruhe des Antriebssystems ausübt. Hierfür wurde diese Taktfrequenz f_T im Bereich

$$18 \text{ kHz} \leq f_T \leq 180 \text{ kHz} \quad (7.3)$$

variiert. Ansonsten erfolgte die Messung unter den gleichen

Bedingungen, welche auch bei der Bestimmung der Systemunruhe gegeben waren. Bild 7.8 zeigt das Resultat dieser Untersuchungen. Aus diesem Bild geht hervor, daß eine Erhöhung der Taktfrequenz auf Werte oberhalb von ca. 50 kHz keine nennenswerte Verminderung des Betrages der maximalen Regelabweichung $|\Delta\epsilon|_{\max}$ mehr bewirkt.



Bild 7.8: Maximalwert $|\Delta\epsilon|_{\max}$ des Betrages der Abweichung des mechanischen Drehwinkels ϵ ist von einem hierfür vorgegebenen Sollwert ϵ_{soll} der unbelasteten Modellanlage als Funktion der Taktfrequenz f_T des Pulswechselrichters.

Insbesondere wird deutlich, daß für den in der vorliegenden Arbeit zugrundegelegten Fall der Taktung des Pulswechselrichters mit einer Frequenz von 100 kHz der Einfluß der hieraus resultierenden Totzeiten auf die Systemunruhe vernachlässigt werden kann.

8. Zusammenfassung

Positionierantrieben kommt auf vielen Gebieten der Technik eine immer größere Bedeutung zu. Dies gilt beispielhaft für den Betrieb numerisch gesteuerter Fertigungseinrichtungen, für die Ausrichtung von Sende- und Empfangsantennen oder für die Betätigung von Klappen und Rudern in der Luftfahrttechnik.

In Abhängigkeit vom jeweiligen Einsatzfall haben diese Antriebe unterschiedlichen, einander teilweise widersprechenden Anforderungen zu genügen. Dies gilt insbesondere bei gleichzeitiger Forderung nach hoher Positioniergenauigkeit und Positionierruhe, nach hoher Dynamik sowie nach einem guten Störübertragungsverhalten des gesamten Systems.

In der vorliegenden Arbeit wird gezeigt, daß beim heutigen Stand der Technik Antriebssysteme realisiert werden können, welche alle an sie gestellten Anforderungen in sehr guter Weise erfüllen.

Ohne Einschränkung der Allgemeingültigkeit der Ergebnisse dieser Arbeit wurde derselben als elektromechanischer Energiewandler eine permanenterregte Synchronmaschine zugrundegelegt. Diese bietet neben einer einfachen mathematischen Beschreibbarkeit auch die Möglichkeit einer sehr trägeartsamen Ausführung und somit sehr gute Voraussetzungen für die Realisierung eines hochdynamischen Antriebssystems.

Die Speisung der Drehfeldmaschine erfolgt über einen Transistor-Pulswechselrichter. Infolge der hohen Taktfrequenz desselben, welche dank geeigneter Ansteuer- und Entlastungsnetzwerke keine Minderung des Wirkungsgrades der Anlage zur Folge hat, kann das Zeitverhalten dieses leistungselektronischen Stellgliedes gegenüber den übrigen Streckenzeitzkonstanten der Regelstrecke vernachlässigt werden.

In einem ersten Schwerpunkt befaßt sich die vorliegende Arbeit mit der Beschreibung eines geeigneten Regelsystems für Positionierantriebe. Es wird begründet, daß die Auswahl der dem Regler zugeführten Zustandsgrößen von entscheidender Bedeutung für die Reaktion des Systems beim Auftreten schneller veränderlicher Widerstandsmomente ist. Insbesondere wird dargelegt, wie die Schaltzustände des Pulswechselrichters unter Einsatz eines Sensors für die Drehbeschleunigung des Rotors der Maschine in einfacher Weise aus einem Regelkreis für diese Drehbeschleunigung abgeleitet werden können. Durch diesen, als Zweipunktregelkreis ausgeführten Beschleunigungsregelkreis ergibt sich eine wesentliche Verbesserung des Störübertragungsverhaltens gegenüber der in der Vergangenheit ausschließlich verwendeten Systemführung mit unterlagerten Regelkreisen für die Maschinenströme.

In einem weiteren Schwerpunkt konzentriert sich die vorliegende Arbeit auf die Problematik der Meßwert erfassung. Insbesondere wird ein Lageerfasssystem vorgestellt und analysiert, welches die Probleme bekannter Systeme hinsichtlich endlicher Auflösung, Nichtlinearitäten, Empfindlichkeit gegenüber Amplitudenfehlern der Eingangssignale sowie dynamischem Verhalten vom Ansatz her vermeidet.

Zur Erprobung und Bestätigung der in dieser Arbeit beschriebenen Prinzipien und Maßnahmen wurde eine Modellanlage aufgebaut. Die an ihr durchgeführten Messungen, deren wichtigste Resultate in den vorhergehenden Abschnitten wiedergegeben sind, zeigen eine sehr gute Übereinstimmung mit den theoretisch zu erwartenden Ergebnissen.

SCHRIFTTUM

[1] Grotstollen, H. Die polardorientierte Regelung eines Drehstrom-Servoantriebes mit dauer-magnetisch erregtem Synchronmotor. etz Archiv, Bd. 5 (1983), H. 11, S. 339 - 346.

[2] Boehringer, A.; Stute, G.; Ruppmann, C.; Vogt, G.; Würslin, R. Entwicklung eines drehzahlgesteuerten Asynchronmaschinenantriebs für Werkzeugmaschinen. VDI-Zeitschrift für industrielle Fertigung (1979), Nr. 8, S. 463 - 473.

[3] Herold, H.-H.; Maßberg, W.; Stute, G. Die numerische Steuerung in der Fertigungstechnik. VDI-Verlag Düsseldorf (1971).

[4] N. N. AC Brushless Servo Drives Technische Information 1984 Contraves Goerz Corporation.

[5] Grotstollen, H.; Pfaff, G. Bürstenloser Drehstrom-Servoantrieb mit Erregung durch Dauermagnete. etz 100, (1979), H. 24, S. 1382 - 1386.

[6] Boehringer, A.; Brugger, F. Transformatorlose Transistor-Puls-umrichter mit Ausgangsleistungen bis 50 kVA. E und M (1979), H. 12, S. 538 - 545.

[7] Würslin, R. Transistor Converter Operating on 380 V Three Phase Mains. Proceedings of the "Second Annual European Power Conversion Conference" (1980), pp 2.4-1 - 2.4-14, Powerconversion International, Oxnard, USA.

[8] Leonhard, W. Elektrische Regelantriebe für den Maschinenbau. VDI-Zeitschrift 123 (1981), Nr. 10, S. 419 - 428.

[9] Wick, A. Synchroner Drehstrom-Servoantrieb mit Transistor-Pulsumrichter. Dissertation Universität Erlangen, 1982.

[10] Weschta, A. Entwurf und Eigenschaften permanent-erregter Synchron-Servomotoren. Dissertation Universität Erlangen, 1983.

[11] Zimmermann, P. Bürstenlose Servoantriebe für Werkzeug-maschinen. VDI-Zeitschrift für industrielle Fertigung 73 (1983), S. 629 - 632.

[12] Vagati, A.; Villata, F. A Brushless System for Position Control. Proceedings of the Third IFAC Symposium "Control in Power Electronics and Electrical Drives", (1983), pp 407 - 414, Lausanne, Switzerland. Pergamon Press, Oxford, U.K.

[13] Kovács, K.P.; Rácz, I. Transiente Vorgänge in Wechselstrommaschinen, Band I. Verlag der Ungarischen Akademie der Wissenschaften, Budapest, (1959).

[14] Müller, G. Elektrische Maschinen, Theorie. VEB Verlag Technik, Berlin, (1967).

[15] Grotstollen, H. Die Unterdrückung der Oberwellendrehmomente von Synchronmotoren durch Speisung mit oberschwingungsbehaftetem Strom. Archiv für Elektrotechnik 67 (1984), H. 1, S. 17 - 27.

[16] Weschta, A. Pendelmomente von permanenten-geführten Synchron-Servomotoren. Synchron-Archiv, Bd. 5 (1983), H. 4, S. 141 - 144.

[17] Boehringer, A. Der Anlauf von Stromrichter-Synchronmaschinen mit Gleichstromzwischenkreis. Dissertation TH Stuttgart, 1965.

[18] Kleinrath, H. Der Kommutierungsvorgang beim Asynchronmotor mit Speisung über Umrichter mit Gleichstromzwischenkreis. Archiv für Elektrotechnik 56 (1974), H. 1, S. 12 - 24.

[19] Rischmüller, K. Darlington-Module für Wechselrichter und Frequenzumrichter. elektronik industrie 3 (1984), S. 15 - 21.

[20] Boehringer, A.; Knöll, H. Transistororschalter im Bereich hoher Leistungen und Frequenzen. etz Bd. 100 (1979), H. 13, S. 664 - 670.

[21] Boehringer, A. Deutsche Patentoffenlegungsschrift OS 26 41 183.

[22] Boehringer, A. Deutsche Patentschrift OS 26 44 715.

[23] Knöll, H. Transistoren als schnelle Schalter in Gleichstromstufen hoher Leistung. Dissertation Universität Stuttgart, 1981.

[24] Würslin, R. Pulsumrichtergespeister Asynchronmaschinenantrieb mit hoher Taktfrequenz und sehr großem Feldschwächebereich. Dissertation Universität Stuttgart, 1984.

[25] Zimmermann, W. Probleme und Grenzen beim Einsatz abschaltbarer Thyristoren. Synchron-Archiv Bd. 6 (1984), H. 5, S. 189 - 194

[26] Boehringer, A.; Brugger, F. Deutsche Patentoffenlegungsschrift OS 31 14 426.8

[27] Wieland, E. Regelung des Stellwerks einer Dieseleinspritzpumpe mit Hilfe eines Linearbeschleunigungsgebers. Diplomarbeit am Institut für Leistungselektronik und Anlagenstechnik der Universität Stuttgart, 1985.

[28] Pfaff, G.; Wick, A. Direkte Stromregelung bei Drehstromantrieben mit Pulswechselrichter. *rtp* 24, (1983), H. 11, S. 472 - 477.

[29] Boehringer, A. Anlagen- und Systemtechnik I. Vorlesung Universität Stuttgart, (1980).

[30] Föllinger, O. Regelungstechnik. Elitera-Verlag, Berlin, (1972).

[31] Oppelt, W. Kleines Handbuch technischer Regelvorgänge. Verlag Chemie, Weinheim, (1972).

[32] Leonhard, W. Einführung in die Regelungstechnik, Nichtlineare Regelvorgänge. Verlag Friedrich Vieweg + Sohn, Braunschweig, (1970).

[33] vogt, G. Digitale Regelung von Asynchronmotoren für numerisch gesteuerte Fertigungs-einrichtungen. Dissertation Universität Stuttgart, 1984.

[34] Schwarz, B. Converter-fed Synchronous Machine with High Performance Dynamic Behaviour for Servo-drive Application. Proceedings of the Third IFAC Symposium "Control in Power Electronics and Electrical Drives", (1983), pp 375-382, Lausanne, Switzerland. Pergamon Press, Oxford, U.K.

[35] Depenbrock, M. Direkte Selbstregelung (DSR) für hochdynamische Drehfeldantriebe mit Stromrichterspeisung. *Stromrichterspeisung* Archiv Bd. 7 (1985), H. 7, S. 211 - 218.

[36] Ostermann, H. Der fremdgesteuerte Stromrichter-synchronmotor. Dissertation TH Stuttgart, 1961.

[37] von Basel, C. Elektrische Drehbeschleunigungsmesser. *ATM*, J 163-4, (1964), S. 113 - 116.

[38] Denne, A.; Rausch, H.; Fries, W. Aufnehmer zur Messung schnell veränder-licher Drehbeschleunigungen und Dreh-momente. *Technisches Messen* 48, (1981), H. 10, S. 339 - 342.

[39] Sobotta, J. Messung der Kupplungsbelastung beim Anlauf von Asynchronantrieben. *Antriebstechnik* 23, (1984), H. 2, S. 44 - 47.

[40] Luenberger, D.G. Observing the state of Linear system. *IEEE Trans. on Military Electronics* 8, (1964). pp 74 - 80.

[41] Boehringer, A. Das Beobachterprinzip. Technische Akademie Esslingen Lehrgang Nr. 4779/07.54 Moderne angewandte Regelungstechnik.

[42] Boehringer, A.; Deutsche Patentanmeldung Schwarz, B. p 34 46 049.7.

[43] Zurmühl, R. Praktische Mathematik. Springer Verlag Berlin, Heidelberg, New York, (1965).

[44] Steinhauser, K. Aufbau und Untersuchung eines Regel- systems für permanenterregte Synchron- maschinen unter Einbeziehung eines unterlagerten Beschleunigungsregel- kreises. Diplomarbeit am Institut für Leistungs- elektronik und Anlagentechnik der Universität Stuttgart, 1985.

[45] Hopfengärtner, H. Auswertung von Impulsgebersignalen zur Drehzahlmesung. Technisches Messen 49, (1982), H. 2, S 59 - 62

Lebenslauf:

Persönliches:

Bernhard Schwarz
geb. am 9. April 1954
in Stuttgart-Degerloch
Eltern: Johann Schwarz, Kaufm. Angestellter
und Ursula Schwarz, geb. Lippe
Ehefrau: Ursula Schwarz, geb. Heimsch
Kinder: Stefanie und Michaela

Schulbildung:

1960...1964 Grundschule Stuttgart- Fasanenhof
1964...1973 Gymnasium Stuttgart- Degerloch
Hochschulreifezeugnis vom 20. Juni 1973

Wehrdienst:

1. Juli 1973 bis 30. September 1974

Studium:

WS 1974/75 bis WS 1979/80
Elektrotechnik an der Universität
Stuttgart;

Diplomhauptprüfungszeugnis vom 12. März 1980

Praktikum:

1975 und 1976 bei der Firma
Robert Bosch GmbH, Stuttgart

Berufstätigkeit:

Ab April 1980 wissenschaftlicher Mitarbeiter bei Prof. Dr.-Ing. habil.
A. Boehringer am Institut für Leistungs- elektronik und Anlagentechnik der Universität Stuttgart